

**Tesis de Maestría**

Documento

**OSCILADOR CONTROLADO PARA APLICACIONES DE  
RADAR**

*Presentado en cumplimiento de los requisitos*

*para el título de Maestría en Ingeniería Electrónica*

**Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica**

Presentado por:

William J. Toro Rosales

Asesor de Tesis:

**Mauricio Pardo González Ph.D**



Barranquilla, Atlántico

2015

## Resumen

En este trabajo se diseña un oscilador LC controlado por voltaje, dotado con un sistema de control automático de ganancia. Este oscilador se basa en la topología de par cruzado con transistores de unión bipolar (BJT). Se incluye un esquema de sintonización con varactores y fuente dual de forma que se maximice el rango del capacitor variable. Se analiza el rendimiento entre el factor de calidad de varactores en paralelo y rango de sintonización, y se comprueba la estabilidad del sistema al incluir el AGC. Adicionalmente, el ruido de fase (PN) del LC-VCO es estimado usando el modelo de Leeson. El oscilador muestra un rango de sintonización desde 4.3MHz a 6MHz (alrededor de 330,000 ppm) y un ruido de fase estimado de -117.2dBc/Hz@ 1kHz. El sistema muestra una mejora de aproximadamente 6dB en comparación con el mismo VCO sin control de ganancia. Comparando con radares comerciales que operan en la misma banda, este sistema muestra que se puede tener un alta pureza espectral con osciladores LC y aumentar al doble el rango de sintonización. El sistema consume 47mW de potencia con una alimentación de 3V.

# Índice General

Agradecimientos	1
Glosario	3
Definición del Problema	5
Objetivos	7
Introducción	8
1. Estado del Arte	12
2. Osciladores: Diseño y Topologías	21
2.1. Criterios de Oscilación . . . . .	21
2.2. Topologías de Osciladores . . . . .	25
2.2.1. Topología Colpitts . . . . .	26
2.2.2. Topología Hartley . . . . .	30

2.2.3. Topología Par Cruzado . . . . .	31
2.3. Variables de Control . . . . .	34
2.3.1. Osciladores Controlados por Corriente (ICO) . . . . .	34
2.3.2. Osciladores Controlados por Voltaje (VCO) . . . . .	35
2.4. Frecuencia y Rango de Sintonización . . . . .	38
<b>3. Ruido de Fase: Método de Estimación y Medición</b>	<b>44</b>
3.1. Modelo de Leeson . . . . .	45
3.2. Método de Medición Directo . . . . .	47
<b>4. Métodos de Control Automático de Ganancia</b>	<b>50</b>
4.1. Control mediante conmutación de transistores . . . . .	51
4.2. Lazo de control de ganancia . . . . .	55
4.2.1. Bloque de sensado de amplitud . . . . .	56
4.2.2. Bloque de Voltaje de Referencia . . . . .	58
4.2.3. Bloque de Control de Polarización . . . . .	60
4.3. Estabilidad . . . . .	67
<b>5. Implementación del AGC: Diseño de PCB y Mediciones</b>	<b>73</b>
5.1. Consideraciones para el Diseño de la PCB . . . . .	73
5.2. Implementación y mediciones . . . . .	76
<b>Conclusión y Trabajo Futuro</b>	<b>86</b>

5.3. Conclusión . . . . .	86
5.4. Trabajo Futuro . . . . .	88
<b>Referencias</b>	<b>90</b>

# Lista de Figuras

1.1. Estructura anti-paralela modificada y comparación del factor de calidad . . . . .	14
1.2. Varactor con factor de calidad mejorado . . . . .	15
1.3. Desempeño del varactor propuesto en [11] . . . . .	16
1.4. Arreglo de 4 dígitos, fuentes de corriente . . . . .	18
1.5. a-AGC analógico b-AGC digital . . . . .	19
2.1. Respuesta oscilatoria del circuito tanque con pérdidas . . . . .	22
2.2. Gráfico del lugar de las raíces . . . . .	23
2.3. Gráfico del lugar de las raíces con ganancia unitaria . . . . .	25
2.4. Topología Oscilador Colpitts . . . . .	26
2.5. Simulación Oscilador Colpitts . . . . .	29
2.6. Topología Oscilador Hartley . . . . .	30
2.7. Simulación Oscilador Hartley . . . . .	32
2.8. Topología Oscilador Par Cruzado . . . . .	33

2.9. Simulación Oscilador Par Cruzado . . . . .	34
2.10. Características de control por voltaje . . . . .	36
2.11. Esquemático del oscilador con varactores de sintonización im- plementado . . . . .	37
2.12. Q vs. Frecuencia 0805LS . . . . .	39
2.13. Curva típica de un varactor . . . . .	40
2.14. Relación del factor de calidad del circuito tanque vs el número de varactores en paralelo . . . . .	41
2.15. Esquemático fuente dual . . . . .	42
2.16. Variación del factor de calidad del varactor a diferentes fre- cuencias de oscilación . . . . .	43
3.1. Gráfica del comportamiento del ruido en el BJT . . . . .	46
3.2. Método de estimación del ruido de fase . . . . .	48
4.1. AGC con conmutación de transistores . . . . .	51
4.2. Salida del sistema de control de amplitud . . . . .	54
4.3. Comparación de PN entre VCO con AGC#1yVCOconvencional	55
4.4. Diagrama de bloques del VCO con AGC . . . . .	56
4.5. Método de sensado de onda . . . . .	57
4.6. Circuito de voltaje de referencia . . . . .	58
4.7. Comparación de ruido entre circuitos de voltaje de referencia .	59

4.8. Circuito de Control de Polarización . . . . .	61
4.9. Comportamiento del voltaje de polarización a filtros de diferente orden . . . . .	62
4.10. Esquemático del sistema completo . . . . .	64
4.11. Simulación onda de salida del VCO con AGC #2 . . . . .	65
4.12. Comparación de PN de los métodos de AGC . . . . .	66
4.13. Diagrama de Bode del AGC, LPF de primer orden . . . . .	70
4.14. Diagrama de Bode del AGC, LPF segundo orden . . . . .	71
4.15. Diagrama de Bode del AGC, LPF tercer orden . . . . .	72
5.1. PCB y <i>layout</i> del sistema . . . . .	75
5.2. Prueba en hardware de la onda de salida VCO sin AGC . . . . .	77
5.3. Prueba en hardware, FFT onda de salida VCO sin AGC . . . . .	78
5.4. Prueba en hardware, onda de salida VCO con AGC . . . . .	79
5.5. Prueba en hardware, FFT onda de salida VCO con AGC . . . . .	79
5.6. Comparación varianza de Allan . . . . .	82
5.7. Conexión de etapa de potencia . . . . .	84



# Lista de Tablas

5.1. Frecuencias y rangos de sintonización radar CODAR [57] . . .	77
5.2. Resultados reportados . . . . .	80
5.3. Comparación de experimentos . . . . .	81
5.4. Comparación de etapas de potencia . . . . .	84

# Agradecimientos

Este trabajo de tesis representa la culminación de una etapa importante en mi vida, en la que agradezco especialmente a mi asesor de tesis, Dr. Mauricio Pardo, por la paciencia, comprensión y guía que tuvo en todo momento. También agradezco a amigos y compañeros que directa o indirectamente me ayudaron con sus opiniones, sugerencias y correcciones.

Agradezco infinitamente a mi familia, en especial a mi Madre que es el motor de mi vida. Su apoyo incondicional y entereza ante situaciones adversas me han ayudado a alcanzar mis logros.

Quisiera dedicar este logro también en memoria de aquellas personas especiales para mí que en este camino han partido. Para mi Padre, Abuela y Tía, que, aunque no están conmigo en este momento, se que de alguna manera me acompañaron durante este duro trayecto y sepan que siempre estarán presentes para mí.

Agradezco enormemente a Colciencias y la Universidad del Norte por la financiación de esta maestría a través de un proyecto de investigación, y al Ingeniero Vélez por darme esa oportunidad.

Un especial agradecimiento a Alejandro, Marlem, Mariana, Gina, Jennifer, David, Jorge, Yackeline y Wendy por estar siempre a mi lado dándome su apoyo.

A todos ustedes, mi mayor reconocimiento, admiración y gratitud.

William J. Toro Rosales

Junio 2015

Fundación Universidad del Norte

# Glosario

- **Circuito tanque:** Circuito electrónico resonante que se compone de un inductor y un capacitor.
- *die*: Es un pequeño bloque de material semiconductor en donde se fabrica un circuito funcional. Usado en la fabricación de circuito integrados
- **DCR:** Por su definición en inglés, *Direct Current Resistance*, es un valor de resistencia parásita asociado a un inductor
- **Factor de calidad:** También abreviado como  $Q$ , es un indicador de pureza de un dispositivo reactivo
- **Figura de Ruido:** Indicador que mide la magnitud de ruido generado por un dispositivo electrónico
- *Floornoise*: Ruido de piso, es la medida de la señal creada por la suma de las fuentes de ruido y señales no deseadas de un sistema de medición
- **IC:** Abreviación en inglés de circuito integrado

- $K_{vco}$ : Indicador de ganancia o sensibilidad de un oscilador controlado por voltaje
- **ppm**: Partes por millón, usado para reportar rango de sintonización
- **PN**: Abreviación de ruido de fase por sus siglas en inglés (*Phase Noise*)
- *Pulling*: Término que hace referencia a como afecta el acople de impedancias a la frecuencia de salida de un oscilador
- *Ringing*: Oscilaciones de voltaje o corriente indeseadas en una señal específica
- **Ruido Flicker**: Ruido de baja frecuencia, también conocido como ruido  $1/f$ . Su densidad espectral de potencia disminuye con el aumento de la frecuencia hasta igualar el valor del ruido blanco
- *Span*: Rango de frecuencias que se especifica al momento de hacer la medición de un dispositivo
- **THD**: Distorsión armónica total, indica el porcentaje de afectación de los armónicos a una señal oscilante.
- **Topología**: Esquemático específico de un circuito

# Definición del Problema

En Latinoamérica, el desarrollo electrónico en general es un campo abierto de posibilidades; ya que con excepción principalmente de Brasil, el esfuerzo de países de la región ha sido incipiente en el desarrollo de aplicaciones electrónicas. Una de tales aplicaciones está relacionada con el diseño y construcción de osciladores, los cuales son utilizados en todos los sistemas de comunicaciones, radares y sistemas de navegación. En este trabajo, se presenta el primer prototipo colombiano enfocado a la construcción de un sistema de sensado remoto del mar en la banda HF, utilizando elementos de montaje superficial de acuerdo al conocimiento del autor. Tal aplicación específica genera la necesidad de crear un dispositivo particular que cumpla con especificaciones puntuales y que disminuya de manera considerable los costos asociados, haciéndolo atractivo para la implementación en economías como las de la región

latinoamericana.

Considerando que en el Grupo de Telecomunicaciones y Señales (GTS) se cuenta con equipos para la adquisición de señales, personal con conocimiento y experiencia para el tratamiento de éstas, se puede integrar el oscilador como el bloque principal de dicho radar hecho a la medida. Aparte de la disminución de costos, se tendrá un conocimiento amplio sobre hardware de osciladores que puede ser aplicado en diferentes campos. Este trabajo consolida la línea de investigación de osciladores y sintetizadores de frecuencia en la Universidad del Norte.

# Objetivos

**Objetivo General:** Implementar en hardware un oscilador controlado para ser integrado en un radar oceanográfico.

## ■ Objetivos Específicos

1. Evaluar opciones de arquitectura y señal de control para la implementación del oscilador, así como de la frecuencia y rango de operación.
2. Investigar un método para sensar la onda de salida y la implementación de un sistema de control de ganancia.
3. Determinar los requisitos de potencia necesarios para transmisión de la señal y el sistema que pueda acoplarse al oscilador desarrollado.
4. Verificar el funcionamiento en Hardware del oscilador diseñado.



# Introducción

Los radares oceanográficos son radares de onda corta usados comúnmente en sistemas de medición marítimos. El radar ha ser implementado es un OTH (*Over – The – Horizon*, por sus siglas en inglés), con el objetivo de desarrollar mediciones de altitud de oleaje y erosión costera. Este tipo de sistemas son utilizados con señales de baja frecuencia para lograr una longitud de onda mayor y así cubrir mayor distancia. La frecuencia típica de operación es en la banda HF (3-30MHz)[1], ya que la longitud de onda de esta va de los 10 a 100 metros.

Los radares estiman distancia usando modulación en frecuencia. Para ello, se emite una señal a una frecuencia que va variando de manera constante en el tiempo [2]. Una forma de cambiar la frecuencia es utilizando sintetizadores de frecuencia, ya que logran el barrido de frecuencia necesario. Sintetizadores

de frecuencia basados en PLLs (*Phase locked—loop*, por sus siglas en inglés) permiten generar un señal de control DC ajustable (voltaje o corriente) que controla la frecuencia de un Oscilador Local (LO). Sin perder generalidad y por conveniencia, un LO controlado por voltaje (VCO) puede ser utilizado ya que características como métodos y rango de sintonización han sido ampliamente discutidos en la literatura [3].

Para detección a corta distancia, se requiere que la calidad de la señal proveniente del VCO permita una medición confiable. La calidad de un VCO puede ser estimada usando el jitter (dominio del tiempo) y el ruido de fase (dominio de la frecuencia), medidas que dependen del factor de calidad de los resonadores utilizados por el oscilador y por la Figura de Ruido de la circuitería electrónica que complementa el oscilador.

Existen varios tipos de radares en la banda HF usados para sensado remoto de corrientes marítimas. Los más conocidos e implementados a nivel mundial son el CODAR(*Coastal ocean dynamics applications radar*) y el WERA(*Wellen RAdar*). Lo que hace a un radar HF particularmente útil para el mapeo de la superficie del mar es que siempre hay tamaños de olas asociadas a la longitud de onda de la banda HF. El CODAR transmite a frecuencias entre 4.5MHz y 26MHz, lo que corresponde a longitudes de onda entre los 10m y 30m. Este tipo de radar transmite a una frecuencia (o en una banda angosta de frecuencia) y usa diferentes LO para cambiar la frecuencia de transmisión

[57]. Para el radar WERA se trabaja con tres frecuencias fijas (8.56MHz, 12,5MHz y 16.8MHz) ya que la relación entre la longitud de onda a estas frecuencias y las olas de mar son más comunes, así se disminuye la cantidad de LO en el sistema. Estos tipos de radares HF no reportan rendimiento de sus osciladores locales, sin embargo, aseguran que estos no se ven afectados mucho por el PN ya que son osciladores de cristal, los cuales poseen un factor de calidad muy elevado.

Para mitigar el efecto no lineal de la circuitería debido a una ganancia elevada del sistema puede usarse un sistema de Control Automático de Ganancia (AGC) [14]. La importancia de AGC está en controlar los parámetros que definen la ganancia y satisfacer así el criterio de Barkhausen [4]. Un esquema AGC es un sistema de control realimentado, lo cual implica que la estabilidad de dicho lazo debe ser cuidadosamente comprobada. Si bien el efecto no lineal de la circuitería se minimiza, un AGC aún puede cargar el circuito tanque afectando su factor de calidad ( $Q$ )[5].

Esta tesis está dividida en cinco capítulos que describen paso a paso el desarrollo del sistema de control automático de ganancia. El **Capítulo 1** muestra la investigación del estado del arte de osciladores diseñados en base a tres topologías principales (Hartley, Colpitts, Par cruzado). También se muestran artículos que reportan sistema de control de ganancia y estudios de Latinoamérica y Centroamérica relacionados con osciladores. El **Capítulo 2**

introduce la teoría de los osciladores, principalmente las condiciones que se deben cumplir para que el sistema funcione. Se discierne entre las topologías evaluadas cual es la más adecuada de implementar mediante el cálculo del THD. También se empiezan a dar criterios de diseño como la frecuencia de oscilación y se proponen métodos de aumento del rango de sintonización. El **Capítulo 3** introduce el modelo de Leeson para estimar el ruido de fase y el porqué no usar el método de medición directo con un analizador de espectro. El **Capítulo 3** muestra la comparación entre dos esquemas de AGC y la selección del mejor a implementar. El **Capítulo 5** muestra los resultados en simulación (Todas las simulaciones se realizaron en LTspice) y en hardware. Además, se establece la experimentación para observar la estabilidad en frecuencia del sistema y la etapa de acople para un sistema de potencia.

# Capítulo 1

## Estado del Arte

Los osciladores son utilizados en diversas aplicaciones como por ejemplo en sistemas de comunicaciones, en la implementación en relojes internos en dispositivos electrónicos, sistemas de recuperación de datos, entre otros [4].

Para aquellos VCOs pensados para implementación en IC, se utilizan procesos como TSMC (Taiwan Semiconductor Manufacturing Company)  $0.18\mu\text{m}$  RF/MS (Radio Frequency/Mixed Signal) CMOS o SiGe (*Silicon–Germanio*) y BiCMOS (Bipolar CMOS) que permiten aumentar la frecuencia de operación y reducir el área del *die* de los ICs. El enfoque de estos estudios se basa en mejorar el desempeño del oscilador ante el ruido de fase, minimizar el consumo de potencia y/o ampliar el rango de sintonización. Cuando se requiere que el circuito tanque sea integrado en el mismo chip, la frecuencia de operación se limita al orden de los GHz, debido a que los valores de las

capacitancias deben limitarse al orden de los femto faradios. De igual manera afecta a los inductores debido a la relación directa entre su tamaño y rendimiento.

En [7], se reporta un LC VCO para redes de sensores inalámbricos usando una topología de par cruzado. El oscilador es implementado en el proceso TSMC  $0.18\mu\text{m}$  RF/MS CMOS. Su principal característica es el bajo consumo de potencia ( $V_{DD} = 1V$  y consumo de corriente entre 1.8mA y 4.6mA). Adicionalmente, posee un arreglo de capacitores para ampliar el rango de voltaje sin afectar en gran medida el ruido de fase. Resultados de mediciones muestran que el VCO posee un rango de oscilación de 4.48GHz-6.52GHz, un consumo de potencia de 1.8mW a 4.6mW y un ruido de fase en el rango de -106.7dBc/Hz a -117.5dBc/Hz@1MHz.

En [8], se presenta un LC VCO para aplicaciones que trabajan en las dos bandas, UWB (Ultra Wide Band, en sus siglas en inglés) e IMT-Advance (International Mobile Telecommunications Advance, por sus siglas en inglés). Este VCO, al igual que el de [7], es implementado en el proceso TSMC  $0.18\mu\text{m}$  RF/MS CMOS con la misma topología de par cruzado. Para lograr la selección de banda, se adopta un sistema reconfigurable del circuito tanque controlado por un interruptor. Los rangos de sintonización son 4.1GHz a 4.8GHz para la banda UWB y 3.4GHz a 3.6GHz para la banda IMT. El comportamiento del sistema presenta un ruido de fase de -123dBc/Hz@1MHz

a 3.5GHz y de -119dBc/GHz@1MHz a 4.2GHz.

En [9], se diseña un LC VCO modificando la estrategia de sintonización. Usando la topología de par cruzado, se utiliza la estructura diferencial anti-paralela de sintonización con varactores (Figura 1.1). Los resultados de esta implementación muestran que el  $Q$  del VCO no se degrada. Además, se comprueba que el rechazo en modo común mejora en aproximadamente 2dB; es decir, pasa de 27.2dB a 29.4dB. El oscilador es fabricado en el proceso SiGe BiCMOS y opera en un rango de sintonización de 4.25GHz a 4.43GHz y ruido de fase entre -103dBc/Hz a -119dBc/Hz@1MHz

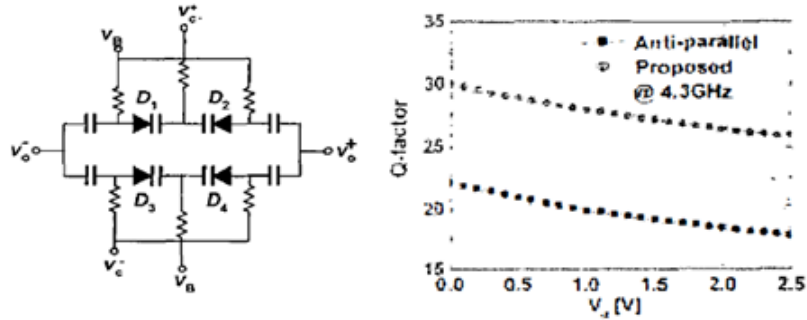


Figura 1.1: Estructura anti-paralela modificada y comparación del factor de calidad [9]

Por otro lado, en [10] se diseña un VCO para etiquetas RFID en la banda UHF (300-3000 MHz). El sistema está diseñado para mantener un bajo  $K_{vco}$  Analógico, lo cual se asocia a un bajo ruido de fase. Sin embargo, para no afectar el rango de sintonización total se implementa una sensibilidad por etapas por medio de un control digital de 6 bits de arreglos de capacitores y un controlador digital de 3 bits de varactores. El sistema es implementado en

el proceso TSMC 0.18 $\mu\text{m}$  1P6M (1-Poly, 6-Metal) RF CMOS con topología de par cruzado. Los resultados muestran variaciones del 7% del  $K_{vco}$  y un ruido de fase menor a -127dBc/Hz@1MHz.

Además de la topología de par cruzado, Colpitts y Hartley son usadas ampliamente en la implementación de osciladores controlados por voltaje. En [11], se propone un sistema de bajo consumo de potencia. Esto lleva a una disminución del valor de la transconductancia requerida para que el oscilador cumpla con el criterio de arranque. Se utiliza un varactor con un factor de calidad mejorado para disminuir el ruido de fase del oscilador (Figura 1.2).

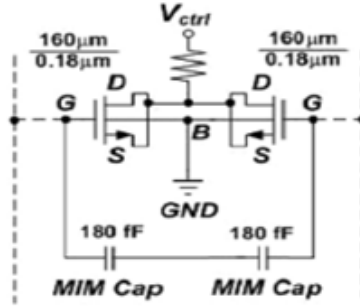


Figura 1.2: Varactor con factor de calidad mejorado [11].

El varactor propuesto aunque mejora el factor de calidad del sistema, disminuye el rango de sintonización (Figura 1.2). El sistema es fabricado en el proceso TSMC 0.18 $\mu\text{m}$  RF/MS CMOS. La principal diferencia es el uso de la topología Colpitts con respecto a la de par cruzado. El sistema se desempeña en la Banda K (entre 18 y 27GHz) con un rango de sintonización de 3.58%



de su frecuencia de operación. Posee una alimentación de 1.35V, consumo de 3.3mW y desempeño del ruido de fase de -110dBc/Hz@1MHz.

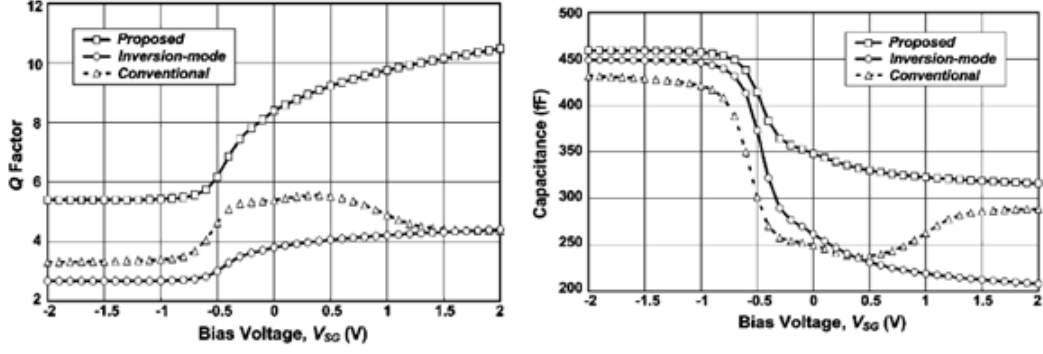


Figura 1.3: Desempeño del varactor propuesto en [11]

Otra implementación de topología Colpitts se encuentra en [12], donde se diseña el VCO mediante el proceso SiGe BiCMOS. En simulación, el sistema alcanza un desempeño al ruido de fase de -97.5dBc/Hz@1MHz. La corriente requerida es de 3mA y una fuente de alimentación de 2.8V. El consumo de potencia es de  $413.99\mu\text{W}$ , el cual varía en aproximadamente 4.5 % a través del rango de oscilación, el cual es 2.6 % de su frecuencia de oscilación (30.4GHz). El oscilador implementa una topología Colpitts diferencial; es decir, posee rechazo de modo común. Asimismo, se hace uso de un inductor simétrico que minimiza el área del *die*.

En [13], se reporta un VCO para ser usado en un PLL del receptor de un radar. El PLL es un sistema de control realimentado que genera una señal a la salida, cuya fase está relacionada con la señal de entrada. Para lograr

esto, se establece una comparación entre la fase de la salida y la de entrada, mediante el uso de un detector de fase o PD (Phase Detector, por sus siglas en inglés). El PLL básico consiste en un PD, un filtro pasobajo y un VCO en realimentación. EL PD compara las fases de entrada y de salida generando, con la ayuda de un filtro pasobajo, un voltaje de error que varía la frecuencia del VCO hasta que las fases se alineen[14]. El desempeño ante el ruido de fase, rango de sintonización y disipación de potencia del VCO determinan el rendimiento del sintetizador de frecuencia. El circuito mostrado [13], es diseñado mediante el proceso  $0.18\mu\text{m}$  CMOS con topología de par cruzado. El rango de sintonización está entre 10GHz a 11GHz. El ruido de fase medido es de  $-110\text{dBc/Hz}$  a  $10.14\text{GHz}@1\text{MHz}$ .

En [15], se diseña un VCO operando en la Banda Q para ser implementado en el transmisor de un radar FMCW (*Frequency – Modulated Continuous – Wave*). La frecuencia de operación es de 34.75GHz con una rango de sintonización aproximadamente 600MHz. El sistema es diseñado con la topología de par cruzado. La máxima potencia de salida por un puerto es de 5.2dBm y la salida diferencial de 8.2dBm con una fuente de alimentación de 1.2V. El ruido de fase medido es  $-102.43\text{dBc/Hz}@1\text{MHz}$ .

En [16], se presenta el diseño de un VCO con un control de amplitud automática. El sistema de control de ganancia consta de un detector de amplitud de onda, el cual detecta el voltaje pico-a-pico de la señal generada. Este detector

genera una señal de error la cual es amplificada y posteriormente comparada con un voltaje de referencia. Se clasifica si el sistema se mantuvo con la misma amplitud, incrementó o decrementó con respecto al estado anterior de una máquina de estados. De acuerdo a lo arrojado por el sistema lógico, se toma una decisión con un arreglo de fuentes de corriente de 4 dígitos (Figura 1.4).

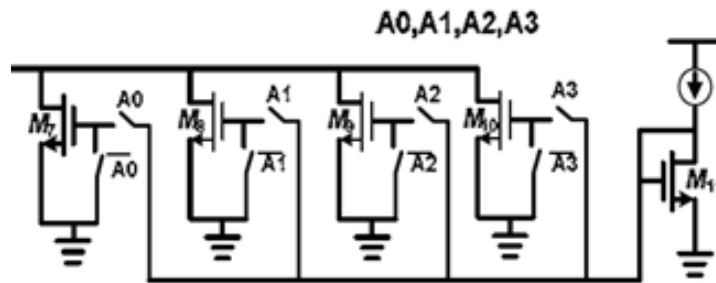


Figura 1.4: Arreglo de 4 dígitos, fuentes de corriente [16]

De manera similar, en [17] se diseña el control de ganancia para un VCO teniendo en cuenta un detector de pico. En el artículo se discute la forma en que afecta implementar un sistema AGC (ruido y estabilidad). El desempeño del oscilador mostró un rango de sintonización de 2.3GHz a 2.8GHz con un voltaje de alimentación de 2V. Se reporta que, siguiendo un adecuado diseño en terminos de estabilidad, se puede minimizar el ruido que agrega dicha etapa al VCO. En [18], se muestran dos tipos de control de ganancia (Figura 1.5). El primero es analógico, logrado mediante una carga activa que controla la polarización del sistema. Cuando la onda alcanza valores de amplitud

cercanos a la saturación se inicializa la etapa de control automático, la cual empieza a demandar más corriente, y hace que la corriente de polarización del sistema disminuya y por lo tanto la ganancia. El otro método es digital y consta de un detector de pico para ver a qué nivel de voltaje se encuentra la onda. Dependiendo del valor de amplitud, el sistema multiplexa entre diferentes fuentes de corriente previamente diseñadas.

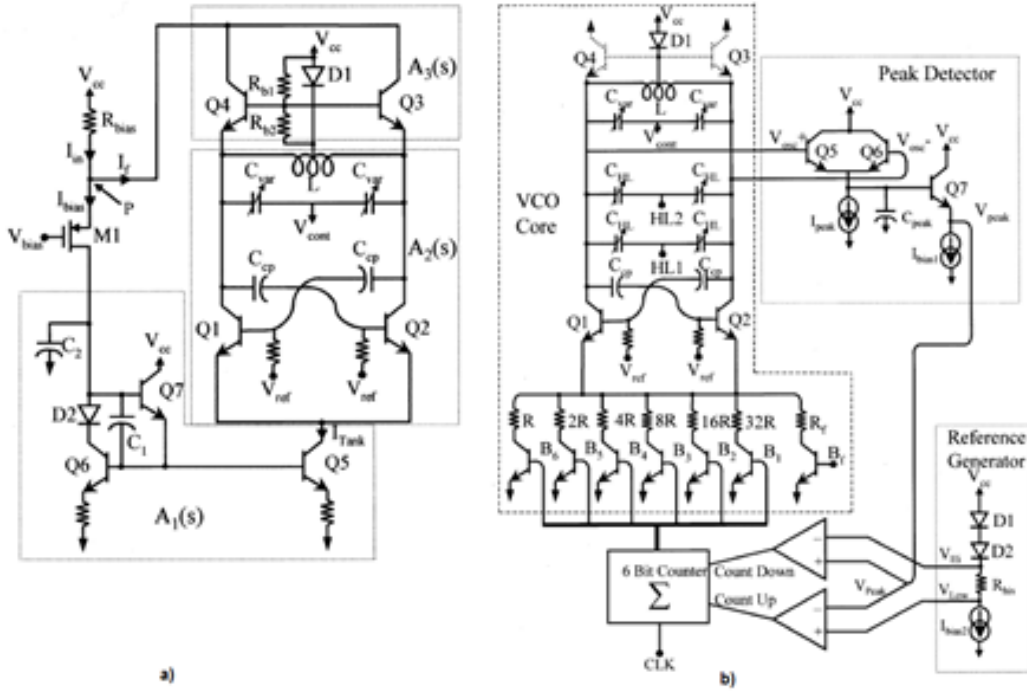


Figura 1.5: a-AGC analógico b-AGC digital [18]

En Latinoamérica, el desarrollo de sistemas electrónicos ha sido muy rudimentario, en especial en los circuitos analógicos. En [53] se muestra un estudio realizado en México. Se propone el diseño y simulación de un oscilador controlado por corriente en SiGe BiCMOS y probado mediante el simulador

BSIM3v.3. El sistema es diseñado con la topología de un oscilador de anillo (más conocido como *ring oscillator*) y es pensado para aplicaciones de Radio Frecuencia. El rango de sintonización está entre 1.5 a 2.7GHz y tiene un consumo de potencia de 7.68mW. En el estudio no se muestran medidas de desempeño como ruido de fase o jitter.

En [54] se muestra un estudio realizado en Brasil acerca de la sincronización de osciladores micromecánicos usando luz. Se trabaja con dos osciladores optomecánicos (OMO) de  $Si_3N_4$  (Nitruro de silicio) . Los oscilador presentan una frecuencia natural de 100MHz. Los OMO poseen una cavidad inherente que recibe un haz de luz que dicta su frecuencia de oscilación. El estudio busca la sincronización de ambos osciladores ya que las cavidades no son idénticas, por lo tanto los dos OMO oscilarán a diferentes frecuencia.

## Capítulo 2

# Osciladores: Diseño y Topologías

### 2.1. Criterios de Oscilación

Un oscilador es un sistema autónomo que genera una señal periódica sostenida usando el ruido presente en dicho sistema. El oscilador actúa idealmente como un filtro paso banda infinitesimalmente angosto que sólo deja pasar las componentes en su banda de paso. En la práctica, el oscilador es un filtro de banda angosta que discrimina un rango pequeño de frecuencias, y las componentes indeseadas que no se filtran pueden verse como una perturbación asociada con modulación de amplitud y fase. La modulación de amplitud puede ser eliminada usando un limitador, mientras que aquella de fase es inevitable y domina la imperfección del espectro de la señal producida.

En el caso de los osciladores  $LC$ , generar una onda oscilatoria se logra cuando

se provee al sistema la capacidad de compensar las pérdidas del circuito tanque en paralelo. La frecuencia de operación para este tipo de osciladores está dada por 2.1 [14],

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (2.1)$$

donde  $L$  es la inductancia y  $C$  la capacitancia del circuito tanque asociado. Los osciladores se pueden ver como sistemas de realimentación positiva. En éstos se emplea el concepto de Resistencia Negativa para la compensación de pérdidas. Se considera un circuito tanque con una estimulación de un impulso de corriente (Fig. 2.1). La Figura 2.1a muestra que la respuesta del sistema con el tiempo decae y deja de oscilar [2].

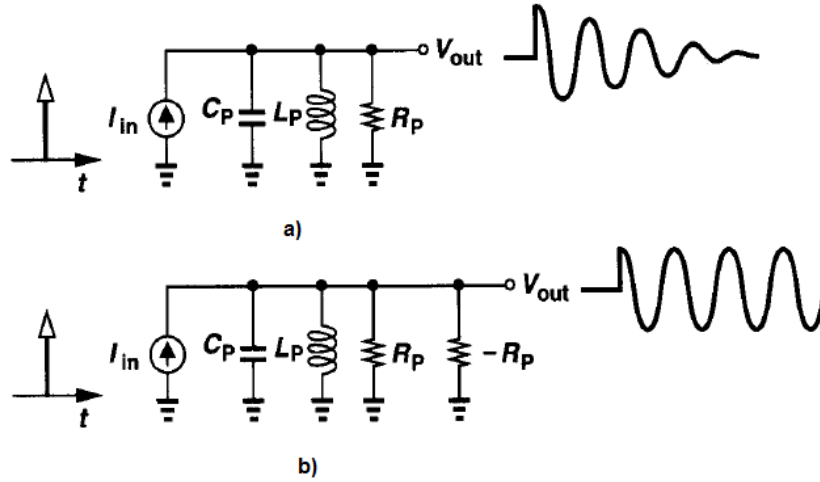


Figura 2.1: a- Respuesta oscilatoria del circuito tanque con pérdidas b- Adición de una resistencia negativa para compensar pérdidas.

Una forma de hacer que el sistema mantenga una oscilación sostenida es

agregando una conductancia en paralelo inversa al valor de las pérdidas. Como el sistema es realimentado, la ganancia alrededor del lazo es afectada. Si esta ganancia es mayor o igual a uno y la señal retornada regenera la señal en el nodo de referencia, entonces el sistema oscilará [2].

En términos de polos y ceros, un oscilador puede producirse con la presencia de al menos un par de polos complejos conjugados, cuando éstos se encuentran situados a la derecha del plano complejo [20]. En este caso la ganancia modifica el lugar de las raíces del sistema (Fig 2.2).

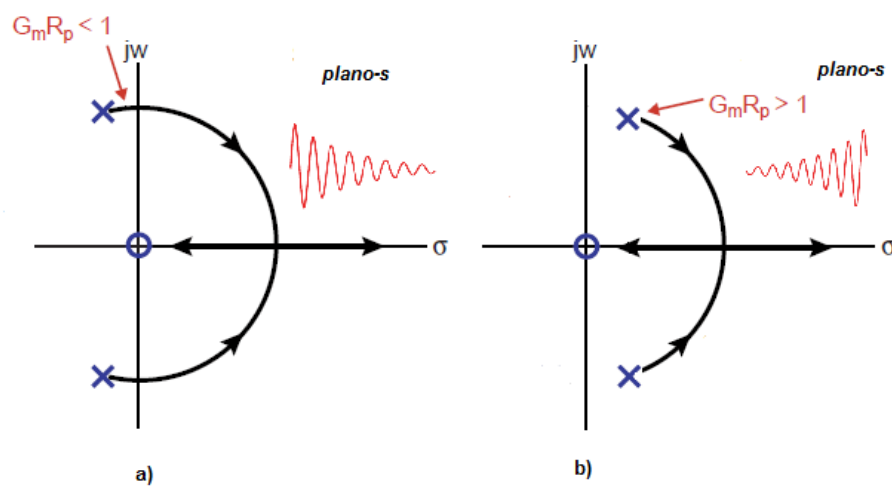


Figura 2.2: a- Lugar de las raíces cuando la ganancia es menor a uno b- Lugar de las raíces cuando la ganancia es mayor a uno.

Como se observa en la Figura 2.2 a, cuando la ganancia es menor a la unidad, los polos se encuentran a la izquierda del plano haciendo que la oscilación decaiga, lo que indica que las pérdidas no son compensadas en su totalidad.



Por otro lado, si la ganancia es mayor a uno (Fig. 2.2 b), la oscilación crecerá indefinidamente o hasta que algún mecanismo no-lineal regule la amplitud de la onda generada [19]. En el segundo caso, una señal saturada posee mayor cantidad de armónicos, lo que degrada el desempeño del oscilador.

El tercer caso corresponde a un par de polos conjugados ubicados sobre el eje complejo. En este caso, considerando el oscilador como un sistema realimentado, la ganancia alrededor del lazo de realimentación es 1 y la fase  $2\pi n$ [14]. Estas condiciones se conocen como Criterio de Barkhausen. Cuando el sistema ya posee una señal oscilante, el Criterio de Barkhausen implica que el sistema puede sostener la amplitud de la oscilación a lo largo del tiempo (Fig. 2.3)[19].

Por lo tanto, se puede deducir que se necesitan dos condiciones esenciales para un oscilador. La primera es la de arranque, donde la ganancia es mayor a uno y permite al sistema iniciar. La segunda es el criterio de Barkhausen, para una oscilación sostenida y evitar saturación en el sistema. Así, un AGC se convierte en el sistema que permite la transición de las dos fases mientras reduce la no-linealidad del sistema preservando el rendimiento PN del oscilador.

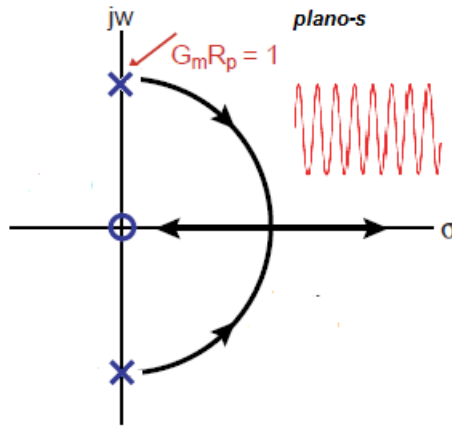


Figura 2.3: Lugar de las raíces cuando el sistema tiene una ganancia unitaria.

## 2.2. Topologías de Osciladores

Las topologías de los osciladores se extiende desde configuraciones con un solo transistor hasta configuraciones más sofisticadas que poseen más de un elemento activo. En la literatura, se observan tres topologías principales para la implementación del oscilador (Colpitts, Hartley y Par cruzado). Esta sección evalúa cada una de ellas para determinar cual arquitectura se ajusta mejor a las especificaciones del sistema considerado.

Para discernir entre cual topología es más adecuada se utiliza el indicador de distorsión armónica total (THD). Idealmente, las señales no poseen armónicos diferentes al de la frecuencia fundamental. La distorsión armónica indica el grado en el cual la señal se desvía de su forma más pura. Es decir, es un parámetro que indica el nivel de pureza de una señal en relación a sus armónicos. Puede ser usadas para señales de voltaje o corriente. Considerando

que la salida de los osciladores  $LC$  es una señal de voltaje, se utiliza la siguiente ecuación [56]:

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{(V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2)}}{V_1} * 100 \quad (2.2)$$

### 2.2.1. Topología Colpitts

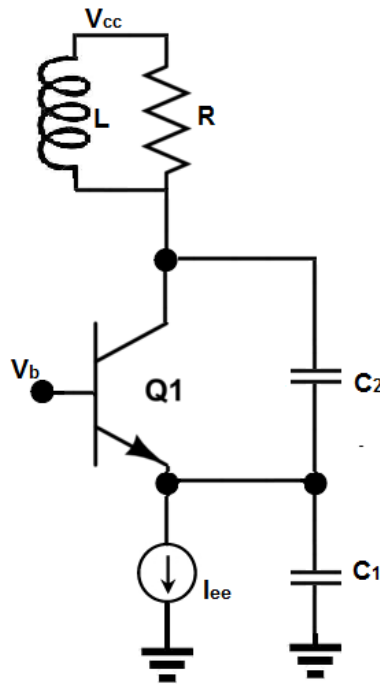


Figura 2.4: Topología Oscilador Colpitts

La topología Colpitts (Fig. 2.4) es una de las arquitecturas de osciladores  $LC$  más utilizadas debido a su sencillez ya que posee, teóricamente, solo un componente activo ( $Q_1$ ).

Esta topología de base común con un circuito tanque LC aprovecha la propiedad del transistor de tener en fase la entrada con la salida, cumpliendo con el criterio de fase de Barkhausen ( $2\pi n$ ) para generar una onda senoidal [14].

Utilizando el modelo de pequeña señal se puede deducir la ganancia necesaria del circuito para cumplir con el criterio de arranque [14]. Asumiendo un  $\beta$  infinito, el análisis del circuito muestra que la ganancia está dada por (2.3) [14], [24]

$$A_v = g_m \cdot R_p, \quad (2.3)$$

donde  $R_p$  es la resistencia equivalente del tanque cuando el sistema está en resonancia. Esta resistencia modela las pérdidas del circuito tanque real teniendo en cuenta la DCR (*Direct Current Resistance*) del inductor [14]. La relación entre la salida y entrada se puede tomar en el capacitor  $C_1$ . Teniendo en cuenta que el  $\beta$  es infinito, la resistencia  $r_\pi$  se toma como un circuito abierto, entonces el voltaje total en este capacitor esta dado por (2.4)

$$V_1 = -(I_{in} - \frac{V_{out}}{L_p s} - \frac{V_{out}}{R_p}) \frac{1}{C_1 s}, \quad (2.4)$$

y la corriente por  $C_2$  esta dada por (2.5)

$$I_{c2} = (V_{out} + V_1)C_2s, \quad (2.5)$$

sumando las corrientes en el nodo de salida y reemplazando  $V_1$  en (2.5) se tiene la expresi3n de la ganancia de todo el sistema (2.6) [24]

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R_p L_p s (g_m + C_2 s)}{R_p C_1 C_2 L_p s^3 + (C_1 + C_2) L_p s^2 + [g_m L_p + R_p (C_1 + C_2)] s + g_m R_p}, \quad (2.6)$$

donde  $C_1$  y  $C_2$  son las capacitancias mostradas en el esquemático,  $g_m$  es la transconductancia y  $R_p$  emula las p3rdidas del circuito tanque. Por consiguiente, a la frecuencia de resonancia la parte real del denominador y la parte imaginaria son iguales a cero, asumiendo  $s = j\omega$  se tiene

$$- R_p C_1 C_2 L_p \omega^3 + [g_m L_p + R_p (C_1 + C_2)] \omega = 0 \quad (2.7)$$

$$- (C_1 + C_2) L_p \omega^2 + g_m R_p = 0, \quad (2.8)$$

Teniendo en cuenta que con valores t3picos  $g_m L_p \ll R_p (C_1 + C_2)$ , la ecuaci3n 2.7 cambia

$$\omega_R^2 = \frac{1}{L_p \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}, \quad (2.9)$$

y 2.9 resulta en

$$g_m R_p = \frac{C_1}{C_2} \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)^2. \quad (2.10)$$

Considerando que (2.10) es la ganancia del circuito, se puede determinar que la razón  $C_1/C_2$  debe ser igual a uno para que la ganancia cumpla con el criterio de Barkhausen, es decir que la ganancia mínima es de 4V/V [21]. Por lo tanto, el aumento de la corriente del sistema para lograr la ganancia requerida conlleva mayor consumo de potencia.

Se realizó una simulación transitoria del oscilador Colpitts para observar su forma de onda y su transformada rápida de Fourier (Fig. 2.5).

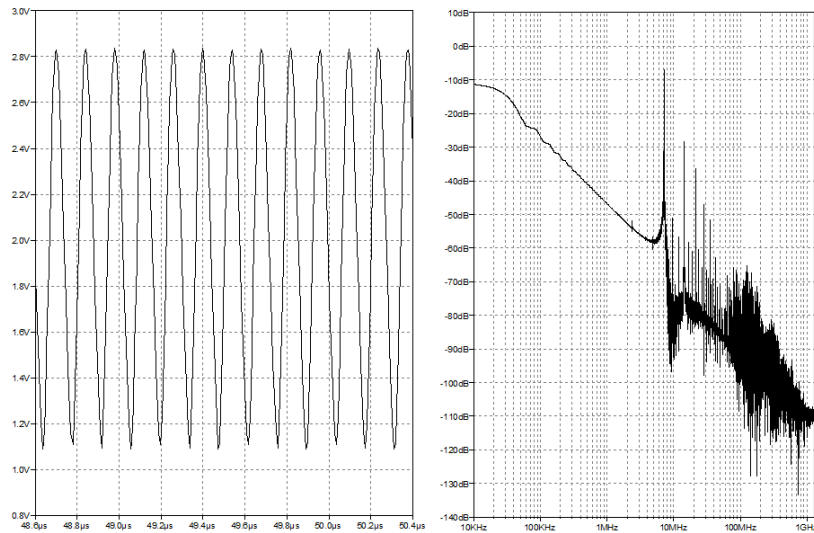


Figura 2.5: Simulación Oscilador Colpitts

Tomando como base (2.2) se calcula la distorsión armónica total del sistema. Los resultados muestran un indicador de THD igual al 7.67 % en la topología Colpitts.

### 2.2.2. Topología Hartley

EL oscilador Hartley es normalmente usado para la generación de ondas RF, cuyas frecuencia varian entre los 20kHz y los 30MHz. El esquemático de este tipo de oscilador usando transistores BJT se muestran en la Figura 2.6. Consiste en un amplificador RC acoplado con un transistor NPN en configuración de emisor común. Este tipo de osciladores tienen como predominio el uso de inductores en vez de capacitores (como el oscilador Colpitts). El circuito tanque consiste en dos inductores ( $L_1$  y  $L_2$ ) conectados en serie, los cuales están a su vez conectados en paralelo con un único capacitor ( $C$ ).

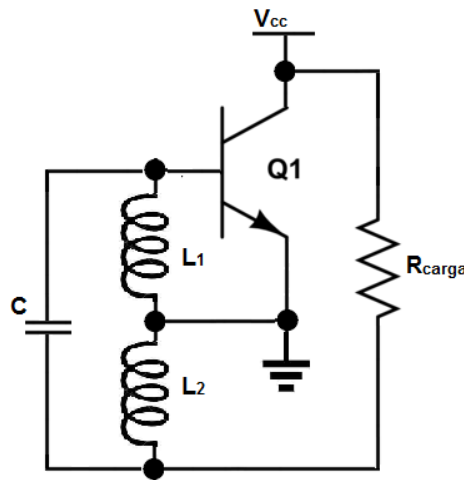


Figura 2.6: Topología Oscilador Hartley

Cuando el voltaje de alimentación ( $V_{cc}$ ) es activado, la corriente en el colector aumenta y carga al capacitor. Cuando éste está cargado en su totalidad, se descarga a través de los inductores  $L_1$  y  $L_2$ , creando oscilaciones armónicas

amortiguadas en el circuito tanque. Esta corriente oscilatoria que se produce en el tanque produce un voltaje AC a través de  $L_1$ , el cual funciona como señal de entrada a la unión base-emisor del transistor, amplificando la salida de ésta en el colector. Debido a que el sistema es realimentado, este proceso es repetitivo y hace que el sistema mantenga una oscilación sostenida.

Las condiciones de realimentación hacen que se mantenga un amplitud constante dentro del rango de sintonización. Sin embargo, la forma en que se genera la onda tiende a tener muchos armónicos (debido a que predomina el  $Q$  del inductor) y complica el proceso cuando se quiere obtener una señal de alta pureza espectral.

De igual manera que en la topología Colpitts se realiza una simulación transitoria para observar la forma de onda de este oscilador y su respectiva FFT (Fig. 2.7). El cálculo del THD de este sistema resulta un valor de 5,65 %.

### 2.2.3. Topología Par Cruzado

El oscilador de par cruzado (Fig. 2.8) está compuesto por dos dispositivos activos que generan una resistencia negativa cuyo valor es igual a las pérdidas del circuito tanque. Esta resistencia negativa tiene un valor aproximado de  $-2/g_m$  [27][28][29]. Asumiendo completa simetría entre  $Q_1$  y  $Q_2$ , la ganancia de esta topología puede estimarse como  $A = g_m * R_p$ , donde  $R_p$  emula las



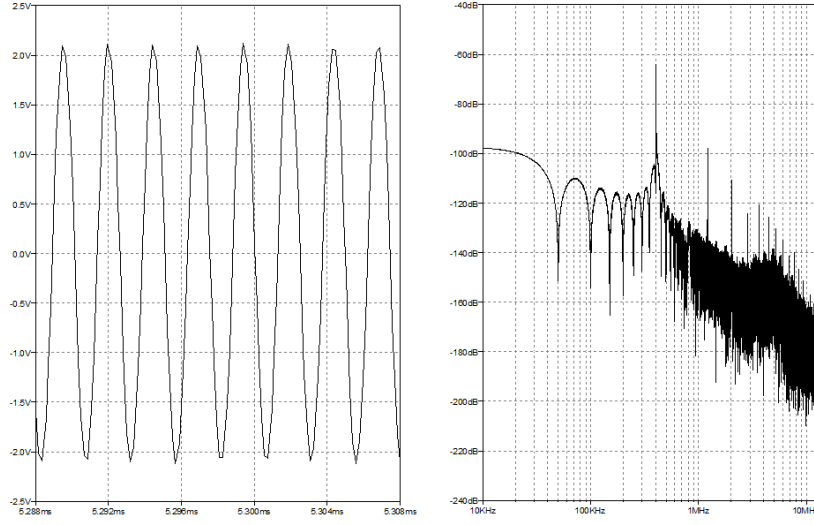


Figura 2.7: Simulación Oscilador Hartley

pérdidas de uno de los circuitos tanque y  $g_m$  es la transconductancia del oscilador. Así, si se quiere que se compensen todas las pérdidas del resonador entonces  $R_p \geq | -1/g_m |$  [14].

Esta topología tiene la propiedad de tener una salida de forma diferencial lo cual favorece el rechazo en modo común. Esto se da porque ambos puntos de medición poseen componentes de ruido que se restarán, disminuyendo así las componentes de ruido iguales presentes [14], [21].

El par cruzado es una de las topologías de VCO que ofrece alta capacidad de sintonización y baja Figura de Ruido. Esta arquitectura ofrece un buen rendimiento ante el PN debido a que presenta una forma de onda simétrica y rechazo de modo común[21], [22], [23].

Se realizan simulaciones transitorias para observar el comportamiento en el

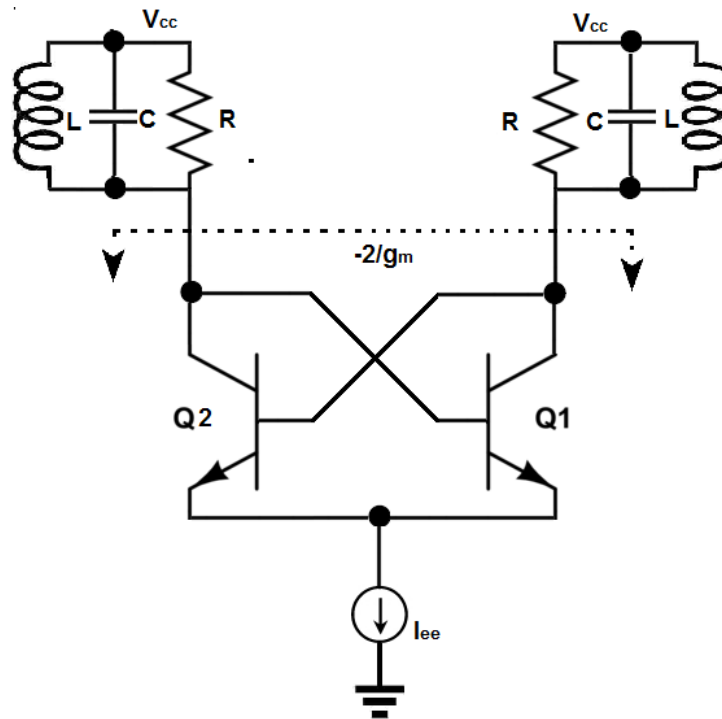


Figura 2.8: Topología Oscilador Par Cruzado

tiempo de la onda generada por este oscilador y su transformada de Fourier (Fig. 2.9).

El cálculo del THD muestra un valor de 4,71 % siendo este el más bajo de los tres sistemas considerados, haciéndolo el más adecuado para ser implementado ya que hay menor influencia de los armónicos en ésta topología. Esto se debe principalmente a la salida diferencia la cual, como se mencionó, tiene la propiedad de CMRR.

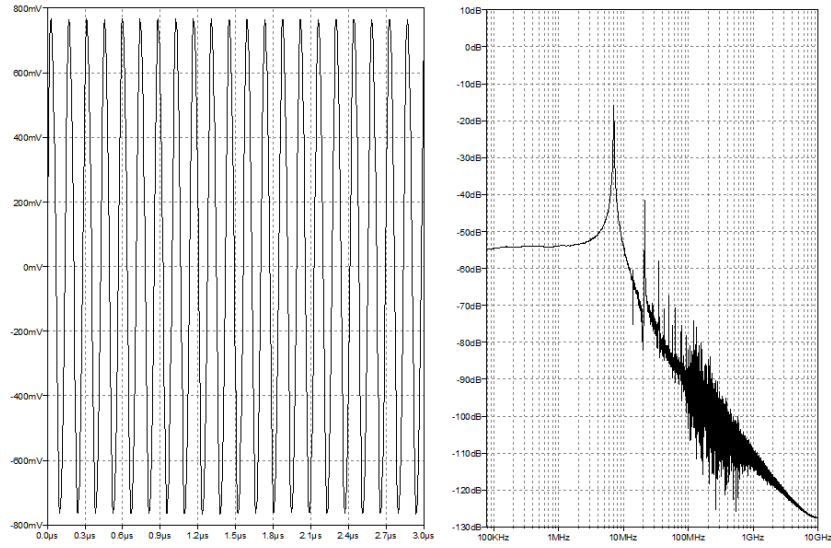


Figura 2.9: Simulación Oscilador Par Cruzado

## 2.3. Variables de Control

Los osciladores controlados son uno de los bloques más usados en diferentes sistemas de comunicación debido a que ofrecen la posibilidad de sintonizar la frecuencia de oscilación dado un voltaje/corriente de control [25]. Esta sección evalúa dos estrategias de sintonización osciladores controlados por corriente (ICO) y osciladores controlados por voltaje (VCO).

### 2.3.1. Osciladores Controlados por Corriente (ICO)

Los ICO utilizan corriente para afectar la frecuencia de oscilación del sistema. Muchos de éstos se basan en multivibradores, incluyendo varias etapas con elementos de retardo [32]. La principal estrategia de sintonización es la

variación de la corriente de polarización del circuito para controlar el retardo y por lo tanto la frecuencia de oscilación. Los cambios típicos de corriente para sintonización son del orden de los nano-amperios [31]. Éstos cambios de corriente no son recomendadas para osciladores LC ya que un cambio en la corriente de polarización afecta directamente la ganancia del circuito. Es por esto que los ICO son normalmente usados en circuitos digitales para sincronización y no donde la pureza espectral es prioridad como en RF. El principal inconveniente del ICO esta en su alto consumo de potencia y su no linealidad en el rango de sintonización.

### 2.3.2. Osciladores Controlados por Voltaje (VCO)

Idealmente, un oscilador controlado por voltaje es un circuito cuya frecuencia de salida es una función lineal del voltaje de control (2.11)

$$f_{out} = f_0 + K_{vco}V_{cont}, \quad (2.11)$$

donde  $\omega_0$  corresponde a la frecuencia de oscilación cuando  $V_{cont}$  (voltaje de control) es igual a cero.  $K_{vco}$  indica la ganancia o sensibilidad del circuito. La diferencia entre los valores máximos y mínimos de frecuencia que puede alcanzar el circuito se conoce como rango de sintonización. La Figura 2.11 muestra el esquemático del oscilador con la etapa de sintonización.

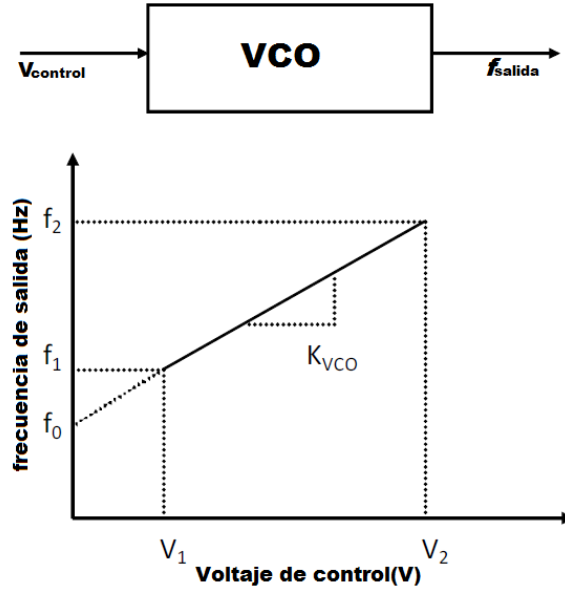


Figura 2.10: Características de control por voltaje

$$K_{vco} = \frac{f_{max} - f_{min}}{V_{max} - V_{min}}, \quad (2.12)$$

la frecuencia de salida del VCO se rige bajo (2.11). La Figura 2.10 muestra la relación lineal existente entre el voltaje de control y la frecuencia de sintonización, donde  $K_{vco}$  se modifica con el rango de sintonización (2.12). Una alta ganancia de VCO amplifica el ruido asociado al nodo de control, por lo tanto degrada su desempeño ante el ruido de fase [33]. También, los elementos que poseen capacidad sintonizadora generalmente tienen un Q bajo.

Uno de los mecanismos para el control por voltaje es mediante el uso de varactores. Estos son diodos cuya capacitancia asociada cambia de acuerdo a la

diferencia de potencial entre sus terminales (ánodo y cátodo). Aprovechando esta propiedad, los varactores son conectados al circuito tanque para que varíe la capacitancia equivalente de éste, por consiguiente, cambia la frecuencia de oscilación del sistema [30].

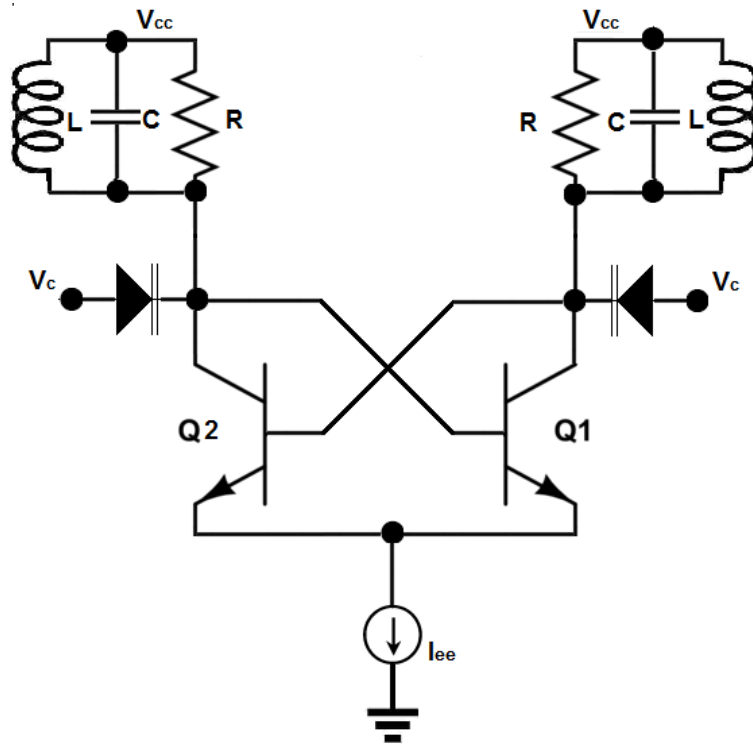


Figura 2.11: Esquemático del oscilador con varactores de sintonización implementado

En conclusión, se utiliza control por voltaje ya que ofrece mayor rango de sintonización y la linealidad del método permite controlar el *trade - off* entre rango de sintonización y factor de calidad.

## 2.4. Frecuencia y Rango de Sintonización

Teniendo en cuenta que la frecuencia de oscilación requerida está en la banda HF, se buscan elementos pasivos que trabajen en esos valores de frecuencia con el factor  $Q$  más elevado posible. Considerando que los capacitores poseen un factor de calidad elevado, la selección de la frecuencia se hace a partir del inductor [14].

Se toma de un banco de inductores otorgados por [34] un valor de inductancia comercial que posea el mayor factor de calidad. Como se observa en la Figura 2.12, el inductor con mayor factor de calidad es el de  $3.3\mu\text{H}$  a 6MHz, aproximadamente. Para el caso de las pérdidas, se observa en [14] que la resistencia DCR del inductor es de  $1.57\Omega$ . Con estos valores se puede hallar una resistencia equivalente de pérdidas en paralelo (2.13).

$$R_p \approx Q^2 R_s, \quad (2.13)$$

donde  $R_p$  es la resistencia de compensación y  $Q$  el factor de calidad. Para el caso de una frecuencia de 6MHz, con un inductor con  $Q$  aproximado de 27, se obtiene una resistencia equivalente de  $1.14\text{k}\Omega$ . La Ecuación 2.13 es solo válida para el rango de frecuencias en la vecindad de la frecuencia de oscilación.

Un aspecto a destacar son los transistores utilizados (BFP620). Estos tran-

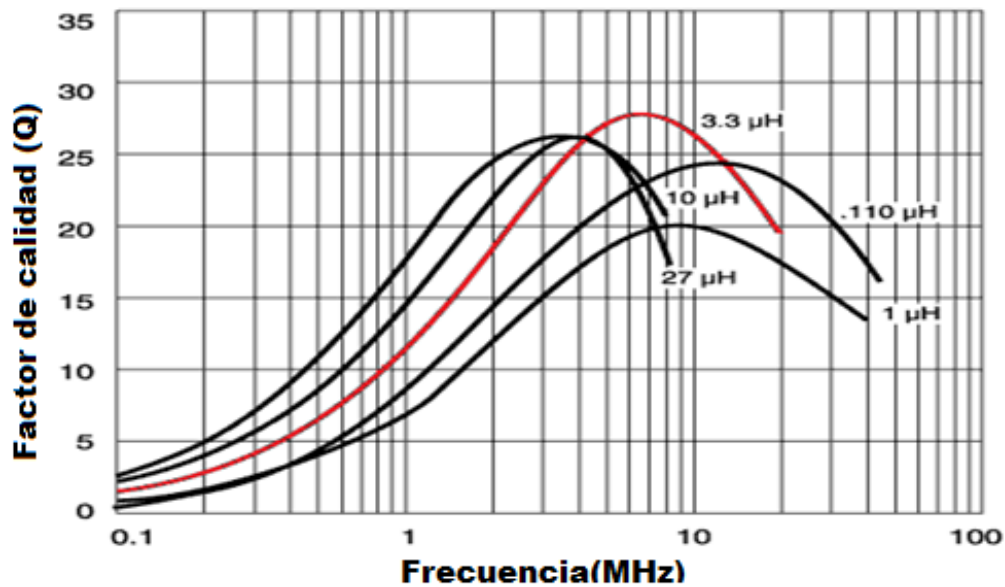


Figura 2.12:  $Q$  vs. Frecuencia 0805LS “Chip inductors” [34]

sistores de señal poseen una figura de ruido baja (entre 0.7dB y 1.3dB) y son normalmente usados en aplicaciones inalámbricas. Además, este transistor puede operar hasta frecuencia en el orden de los GHz, lo que lo hace adecuado para el oscilador a implementar. Las condiciones eléctricas recomiendan no sobrepasar una alimentación típica de 3.3V debido al voltaje de *breakdown* en las terminales del BJT.

Esta limitación enfoca la investigación en como aumentar el rango de sintonización del sistema manteniendo los límites de alimentación en sus estándares. Este documento propone dos métodos de aumento de dicho rango y la implementación conjunta de ambos. Se tiene especial cuidado en mantener un  $Q$  elevado y trabajar dentro de los parámetros de voltajes requeridos.



El rango de sintonización debe ser seleccionado de forma tal que la frecuencia de oscilación pueda ser variada en la banda de operación seleccionada. Aprovechando que las capacitancias se suman en paralelo, se propone la colocación de otro varactor en paralelo. Observando una curva típica de un varactor (Fig. 2.13), la cual relaciona el voltaje en reversa y su capacitancia asociada, se puede apreciar el beneficio de ésta estrategia.

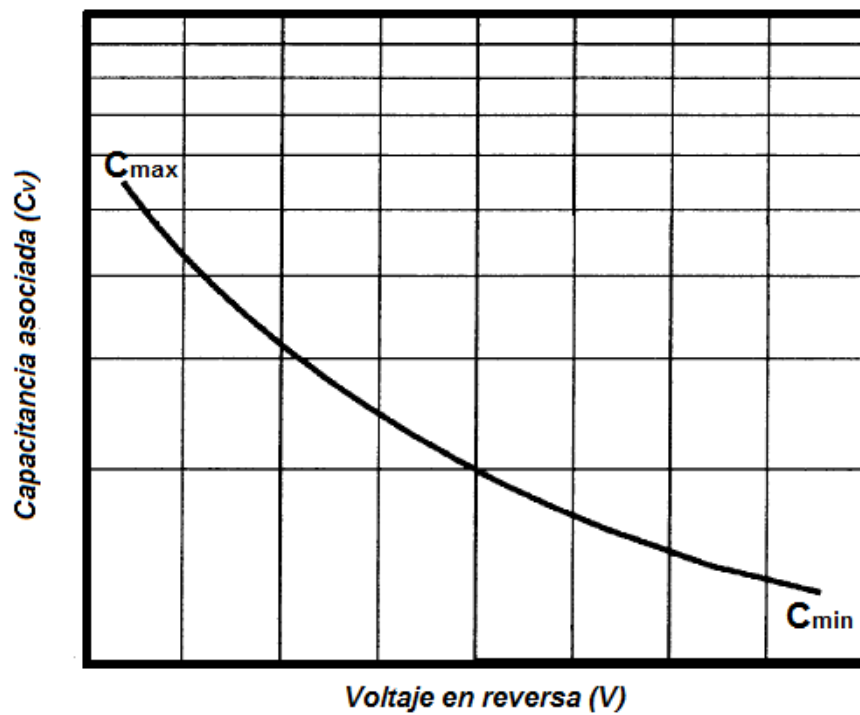


Figura 2.13: Curva típica de un varactor

Al agregar  $n$  varactores en paralelo la capacitancia asociada a un valor de voltaje de control se suma por si misma  $n$  veces. Esto genera nuevos valores en la frecuencia de oscilación y un aumento en el barrido de capacitancias

del varactor. Se crean nuevos limites en el varactor relacionados con el valor nominal dado  $C_{maxn} = nC_{max}$  y  $C_{minn} = nC_{min}$ .

Sin embargo, a medida que más dispositivos se agregan, el  $Q$  del conjunto de varactores se reduce afectando de esta forma el  $Q$  del resonador. La Figura 2.14 muestra la relación entre el  $Q$  de los varactores y el número de estos dispositivos en paralelo.

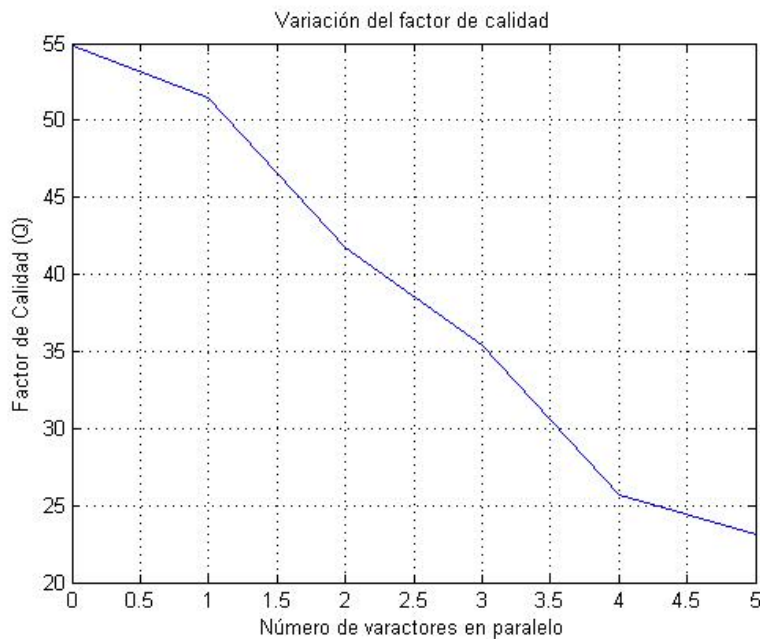


Figura 2.14: Relación del factor de calidad del circuito tanque con sintonización clásica vs el número de varactores en paralelo

Dado el cambio en el factor de calidad del sistema, no se recomienda el uso de más de dos varactores en paralelo ya que el  $Q$  del inductor deja de ser dominante en el tanque, cambiando todas las consideraciones de diseño previamente establecidas.

La segunda propuesta plantea el uso de una fuente dual que maximice el rango de operación de los varactores, mientras que un regulador de voltaje mantenga el nivel de tensión apropiado para el oscilador.

La Figura 2.15 muestra la configuración de los elementos para el sistema de alimentación del VCO. El factor de calidad también se ve afectado por las condiciones de polarización del varactor [35]. La Ecuación 2.14 muestra la dependencia del  $Q$  ante los cambios de frecuencia.

La Figura 2.16 muestra el comportamiento del  $Q$  del varactor ante los cambios del voltaje de control.

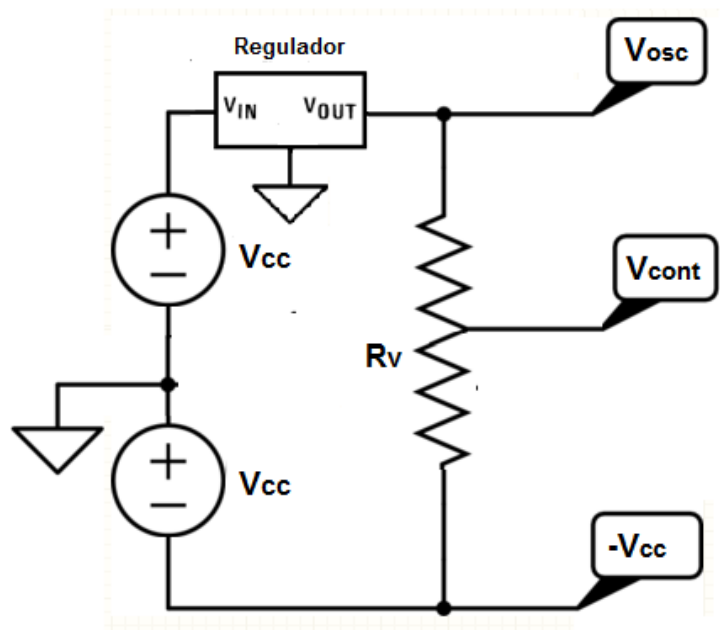


Figura 2.15: Esquemático fuente dual

En este caso, se utiliza una fuente dual de -9V a 9V y un regulador de 3V (Para no trabajar en el límite del voltaje de alimentación). El potenciómetro

actúa como un divisor de tensión variable que permite un voltaje de control entre  $V_{osc}$  y  $V_{cc}$  para tener un rango extendido de 12V para sintonización. Aumentar aun más el rango de sintonización supone mayor caída en el factor de calidad [36]

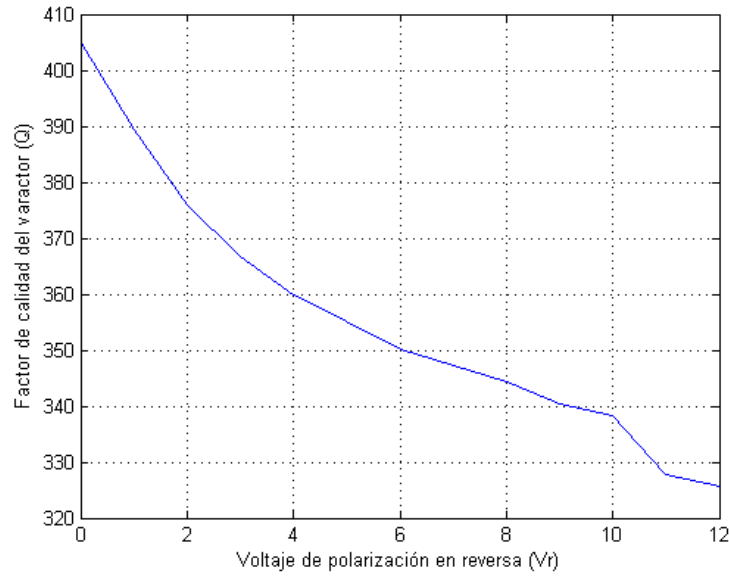


Figura 2.16: Variación del factor de calidad del varactor a diferentes frecuencias de oscilación

$$Q(f) = Q_{esp} \cdot \frac{f_{esp}}{f}, \quad (2.14)$$

donde  $Q(f)$  es el valor del factor de calidad del varactor a una frecuencia  $f$  de oscilación.  $Q_{esp}$  y  $f_{esp}$  son valores dados por la hoja de datos que indican el factor de calidad medido a una frecuencia específica.

## Capítulo 3

# Ruido de Fase: Método de Estimación y Medición

Cuando se habla de ruido de fase se habla de estabilidad en frecuencia de una señal. En otras palabras, es la característica de un oscilador de producir la misma frecuencia en un periodo específico de tiempo [41]. Usualmente, el ruido de fase se define como  $L(f)$  en unidades de dBc/Hz (decibelios relativos al nivel de la portadora medidos en una ancho de banda de 1Hz). Existen varios métodos de medición con equipos especializados para poder medir el PN y varios modelos matemáticos para estimarlo. El primer modelo, obtenido de forma empírica, es el denominado Modelo de Leeson. El modelo de Leeson es un modelo sencillo pero con resultados aceptables para la mayoría de los casos.

### 3.1. Modelo de Leeson

Para caracterizar el PN se puede utilizar el modelo de Leeson, el cual es una expresión empírica que muestra el comportamiento del ruido en una banda lateral única [42]. El modelo de Leeson tiene la siguiente forma:

$$L(f_m) = 10 \log \left( \frac{1}{2} \left( \left( \frac{f_0}{2Q_l f_m} \right)^2 + 1 \right) \left( \frac{f_c}{f_m} + 1 \right) \left( \frac{FkT}{P_s} \right) \right), \quad (3.1)$$

donde  $f_0$  es frecuencia de oscilación,  $Q$  es el factor de calidad del resonador,  $f_m$  es la frecuencia de offset,  $f_c$  es la frecuencia de esquina del ruido flicker,  $T$  es la temperatura en grados Kelvin,  $P_s$  es la potencia de la señal producida,  $k$  corresponde a la constante de Boltzman y  $F$  es la figura de ruido. Este último es un parámetro empírico, el cual es utilizado como parámetro de ajuste del modelo [24].

La Ecuación 3.1 muestra la dependencia del rendimiento ante el ruido con respecto al  $Q$  del circuito tanque. En el caso de un circuito tanque en paralelo, el  $Q$  del inductor generalmente domina con respecto al del capacitor [16]. Así, la selección de la frecuencia de resonancia puede realizarse teniendo en cuenta dos aspectos importantes. Primero se fija un valor de inductancia que maximice el  $Q$  en la banda de operación escogida, y segundo se halla el valor correspondiente de capacitancia utilizando la Ecuación 2.1 [14]. Un aspecto también importante es el cálculo estimado de la frecuencia de esquina del

ruido *flicker* para los BJTs. Para esto, se desarrolla una estimación de este parámetro mediante una simulación que muestra el comportamiento del ruido a lo largo de la frecuencia de un amplificador de etapa sencilla y utilizando el modelo completo del BJT usado. El resultado de esta simulación produce una frecuencia de esquina del alrededor de 4.8kHz (Fig. 3.1).

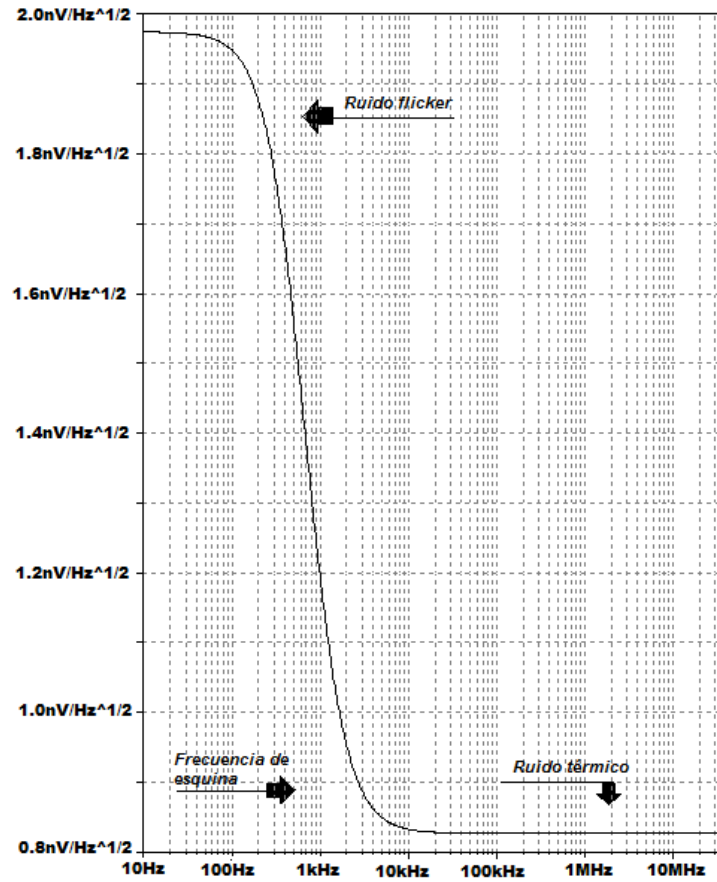


Figura 3.1: Gráfica del comportamiento del ruido en el BJT

Cabe resaltar que existen diferencias entre lo que se estima con el modelo de Leeson y lo que se puede calcular mediante mediciones. Esto sucede porque

el modelo de Leeson omite la no linealidad de los osciladores y asume que el sistema es lineal. Además, se ignora el ruido de amplitud y el efecto varactor formado por la unión base y colector que forma un diodo, lo cual hace que el  $Q$  del transistor varíe. Esta estimación debe tomarse con cuidado ya que el error en la estimación del ruido de fase puede llegar alrededor de 20dB si no se tienen en cuenta todos los factores que afectan al sistema [44].

### 3.2. Método de Medición Directo

El método directo se basa en una medición usando un analizador de espectro, en el cual se miden los niveles de potencia de banda lateral única (SSB, por sus siglas en inglés) a un ancho de banda de 1Hz. Inicialmente se sintoniza el analizador a la frecuencia de la señal y se mide su nivel de potencia. Después, se realizan las mediciones de los niveles de potencia a una frecuencia de offset de la portadora (Fig. 3.2).

El método directo dicta que cada punto debe ser referenciado a la portadora y normalizado a 1Hz de ancho de banda. En (3.2) se muestra cómo se referencia cada punto medido

$$L(f_m) = P_n(dBm/Hz) - P_s(dBm), \quad (3.2)$$

donde  $P_n$  es el valor de los puntos medidos y normalizados a una frecuencia



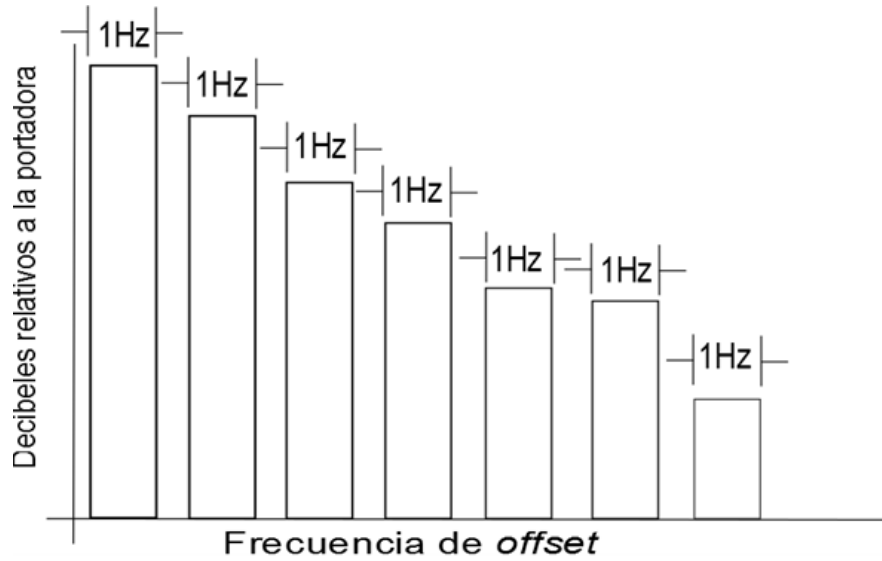


Figura 3.2: Método de estimación del ruido de fase

de offset específica y  $P_s$  es la potencia de la portadora. Sin embargo, el analizador de espectro usado (HP 8590L) no posee una resolución de 1Hz sino de 300Hz para las mediciones. Entonces, se normaliza la medición tomando  $10\log(300) = 24.77\text{dB}$ . Luego, se aplica un factor de corrección para el ancho de banda de ruido en cada punto medido. Por lo general, muchos de los analizadores de espectro tienen un ancho de banda de ruido que es 1.0575 veces mayor al ancho de banda de resolución (300Hz en este caso). Para este caso el factor de corrección que se debe agregar estaría dado por  $F = 10\log(1.0575 * 300) = 25.014\text{dB}$ . Esta técnica de medición junto con sus factores de corrección es proporcionada por la empresa HP/Agilent [41], y esta basada en las especificaciones de sus productos. Por lo tanto estos valores se cumplen solo para analizadores de espectros con mismas características al

utilizado.

Aunque este método es sencillo de aplicar y los instrumentos necesarios pueden ser de propósito general, no es recomendado para fuentes de señal cuya frecuencia se desvía constantemente. En el caso del VCO, su frecuencia de oscilación tiene un  $\Delta f$  el cual varia en centésimas de Hertz. Estas desviaciones dificultan la medición y llevan a imprecisiones en el cálculo. Además, se ve muy limitado por el *floor noise* de los instrumentos cuando el *span* es muy reducido. Debido a estos inconvenientes, este método no es implementado en ésta tesis de investigación para medir el rendimiento del sistema, dado que el valor que se mida de ruido de fase no será confiable.

## Capítulo 4

# Métodos de Control Automático de Ganancia

Los osciladores necesitan inicialmente de una ganancia elevada para iniciar oscilaciones y compensar pérdidas de manera efectiva. Sin embargo, dicha ganancia elevada no es requerida para efectos de mantener dichas oscilaciones. Por el contrario, ésto produce que la señal se sature y distorsione, afectando el rendimiento espectral de la onda generada. La Etapa de Control Automático de Ganancia es un mecanismo que brinda la transición entre la condición de arranque y el criterio de oscilación de Barkhausen, asegurando el inicio del oscilador y regulación de la ganancia del sistema para llegar a la unidad. Este capítulo evalúa dos métodos de control automático de ganancia y compara en términos de THD y PN el que tenga mejor rendimiento para

ser implementado.

#### 4.1. Control mediante conmutación de transistores

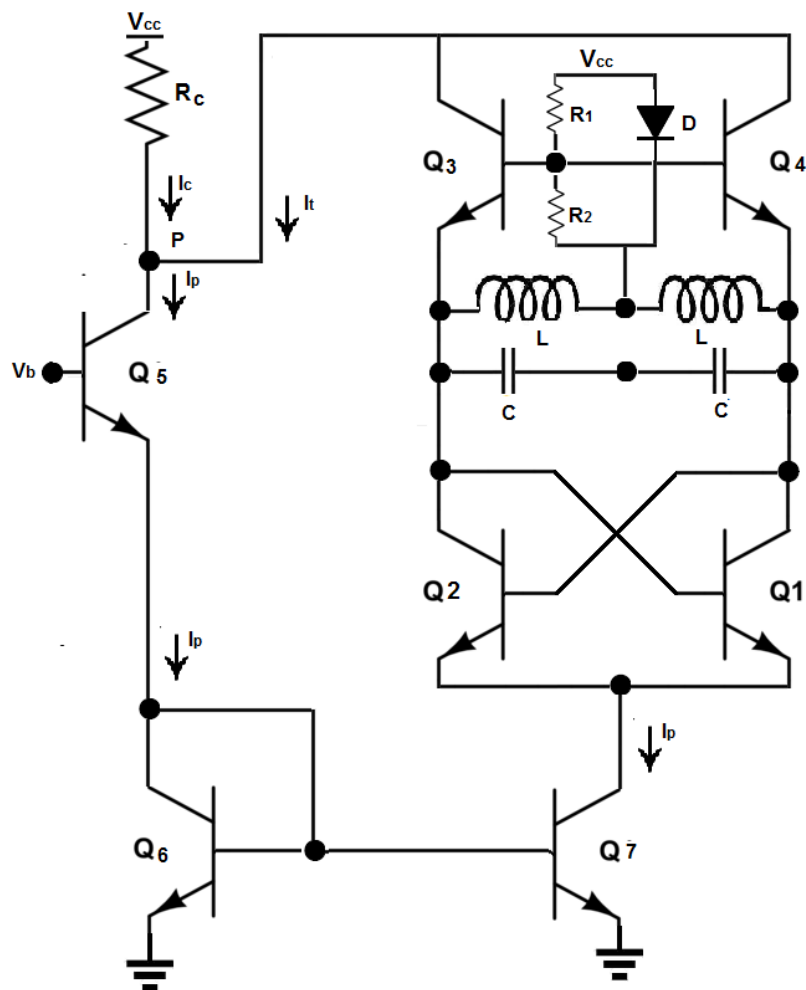


Figura 4.1: AGC con conmutación de transistores [17]

Los transistores  $Q_3$  y  $Q_4$  limitan directamente la amplitud de la oscilación y garantizan que el VCO esté funcionando a niveles de polarización adecuados. La diferencia de potencial  $V_{be}$  de estos transistores, antes que inicia la oscilación, no es lo suficientemente alta para activarlos. A medida que inicia el oscilador estos transistores cambian de región de corte a activa, lo que origina una corriente en sus colectores, los cuales están conectados al emisor de  $Q_5$  (nodo  $P$ ). Tanto  $Q_3$  como  $Q_4$ , por leyes de corriente de Kirchhoff, sustraen corriente del  $Q_5$  causando que la corriente por  $Q_6$  se disminuya. Esto, mediante el efecto de espejo formado por  $Q_5$ , reduce la corriente de polarización del VCO hasta que los transistores  $Q_3$  y  $Q_4$  vuelvan a su estado inicial, repitiendo el proceso. Por lo tanto, se asegura que el VCO tenga siempre los niveles adecuados de polarización para mantener su oscilación sin saturar la onda.

Para garantizar el funcionamiento de este sistema se debe establecer la corriente inicial que garantice el criterio de arranque. Según pruebas realizadas este criterio se satisface con una ganancia de  $6dB$ . Partiendo de este valor y con la ecuación de ganancia del par cruzado (expresión estudiada en el Capítulo 2) se puede saber la corriente inicial necesaria para polarizar el sistema inicialmente. Se parte de,

$$g_m R_p \geq 6db, \quad (4.1)$$

y que la transconductancia ( $g_m$ ) puede expresarse en términos de la corriente de colector,

$$g_m = \frac{I_c}{V_t}, \quad (4.2)$$

donde  $I_c$  es la corriente del colector,  $V_t$  es el voltaje térmico (estandarizado a 25mV) y  $R_p$  es el equivalente de las pérdidas del circuito tanque. Asumiendo un  $\beta \approx \infty$  la corriente de colector es equivalente a la de emisor. Por lo tanto es la misma corriente por  $Q_6$ .

Reemplazando 4.2 en 4.1 y cambiando la ganancia en decibelios a voltaje, se tiene la expresión 4.3 para estimar la corriente necesaria para polarizar el sistema.

$$I_c \geq \frac{20 \log(6dB) V_t}{R_p}, \quad (4.3)$$

El principal inconveniente de este método de control de ganancia es que la corriente de polarización no se estabiliza en un valor fijo, sino que es inversamente proporcional a la amplitud del sistema. Esto genera una pequeña señal portadora de baja frecuencia que afecta directamente el  $Q$  del sistema y por lo tanto el PN.

Se realizan pruebas en simulación de este sistema para probar su funcionamiento y poder establecer los parámetros de rendimiento. La Figura 4.2

muestra una mejora visible en el espectro de la señal y en la forma de onda del oscilador.

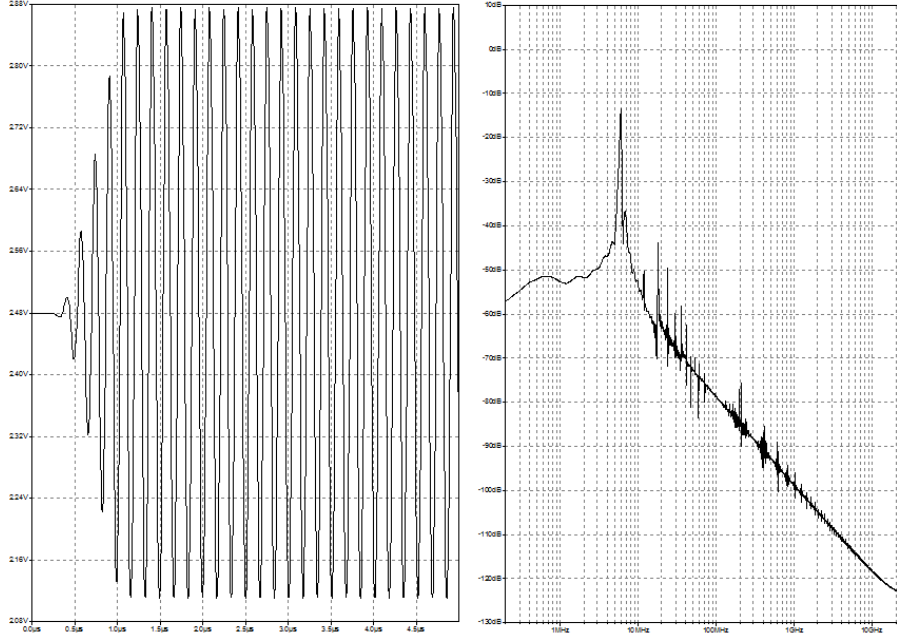


Figura 4.2: Salida del sistema de control de amplitud

El sistema muestra una distorsión armónica total 4.63 %, lo que indica una mejora en aproximadamente 2 % a un VCO convencional, el cual se estimó con un THD a 6.89 %.

La estimación del ruido de fase se realiza usando el modelo de Leeson. Se compara la curva del VCO con este método de control de ganancia (AGC #1) frente a un VCO convencional de par cruzado (Fig. 4.3). La gráfica muestra una mejora en 3dB aproximadamente en el ruido de fase. Se reporta un valor de  $-114.7dBc/Hz$  a una frecuencia de *offset* se 1kHz, es comparación al del

VCO convencional de  $-111.7\text{dBc}/\text{Hz}$  al mismo *offset*.

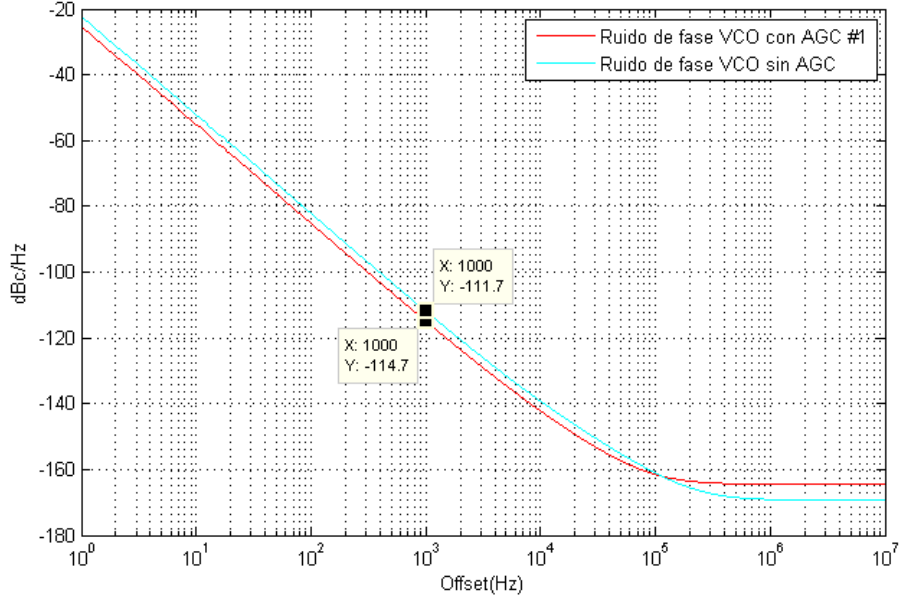


Figura 4.3: Comparación de PN entre VCO con AGC#1 y VCO convencional

## 4.2. Lazo de control de ganancia

Este sistema de AGC se comprende de tres bloques básicos para garantizar un funcionamiento adecuado. El primero es un detector de amplitud de onda, el cual mantiene el valor pico de la señal. El segundo es un circuito con el cual se genera un voltaje de referencia, directamente relacionado con la amplitud máxima que minimice los armónicos generados. El último bloque es un comparador, el cual, con el voltaje de referencia y la amplitud de onda, genera un voltaje que cambia la polarización del oscilador y controla



su amplitud. Esta sección muestra cada bloque de manera independiente y su funcionamiento, además se muestra un análisis de estabilidad de todo el sistema.

El diagrama de éste método de AGC se muestra en la Figura 4.4,

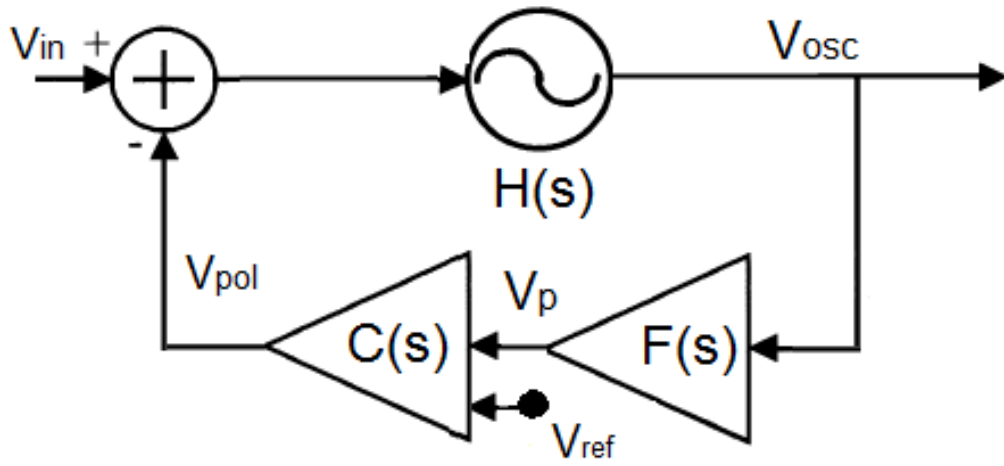


Figura 4.4: Diagrama de bloques del VCO con AGC

donde  $F(s)$  es el circuito de sensado de amplitud de onda,  $C(s)$  el de control de polarización y  $H(s)$  es el VCO.

#### 4.2.1. Bloque de sensado de amplitud

El bloque de sensado de amplitud de onda se fundamenta en un rectificador diferencial de onda y un filtro paso-bajo (LPF).

Teniendo en cuenta la salida diferencial del oscilador, el rectificador se basa en un par diferencial asimétrico. Dicha asimetría aprovecha el desfase de

180° que existe entre los puertos del VCO, haciendo que  $Q_3$  y  $Q_4$  se activen en distintos instantes de tiempo. Así, la corriente no se separa de manera equitativa por ambos transistores sino que existe conmutación de corriente por las ramas del par [21]. Esto hace que solo se tome parte del medio ciclo positivo de la onda en cada puerto. Luego, se usa la base común de ambos transistores como nodo de suma generando una onda rectificada.

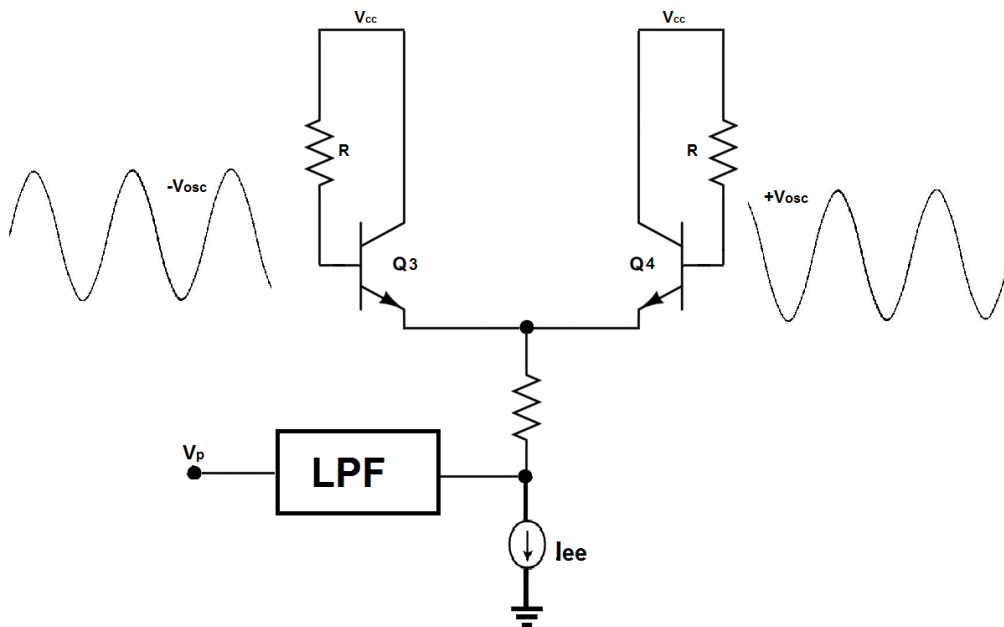


Figura 4.5: Método de sensado de onda [37]

La onda rectificada pasa por un filtro paso-bajo para ser suavizada y tener un comportamiento de de DC.

### 4.2.2. Bloque de Voltaje de Referencia

El circuito para generar el voltaje de referencia es el que establece el *set – point* (SP) de la amplitud del sistema ayudándolo a reducir la saturación.

Como se está trabajando con tecnología de montaje superficial (SMT, por sus siglas en inglés) y no con procesos semiconductores, el tamaño entre los componentes activos y los pasivos no es determinante. Adicionalmente, se favorece el uso de transistores BJT los cuales poseen menor ruido flicker que los tipo MOS [38], [39]. Así, se aprovecha el uso de componentes SMT para diseñar un circuito de voltaje de referencia que aporte menos ruido al sistema. La Figura 4.6 muestra el esquemático del sistema para generar un voltaje de referencia.

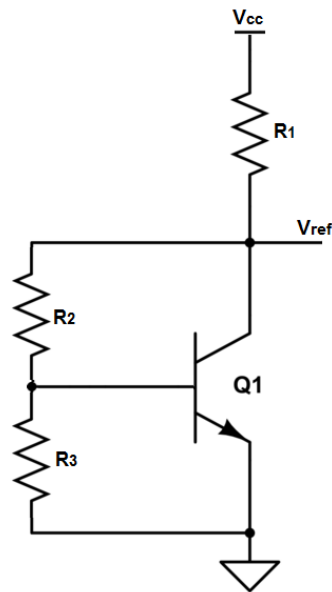


Figura 4.6: Circuito de voltaje de referencia [21]

El circuito se conoce como multiplicador de  $V_{BE}$  y genera un voltaje proporcional a la caída  $V_{BE}$  del transistor considerando que su  $\beta$  es muy grande. El circuito se favorece de la relación exponencial del transistor que mejora la sensibilidad del circuito de referencia a cambios en el voltaje de polarización principal. La ecuación que rige su comportamiento está dada por

$$V_{ref} = V_{BE} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right). \quad (4.4)$$

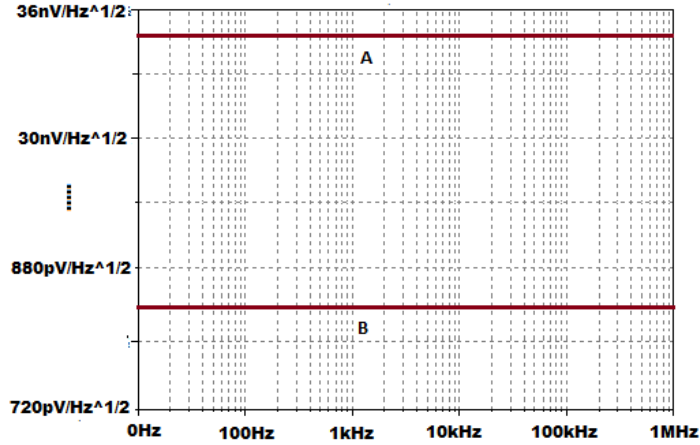


Figura 4.7: Comparación de ruido entre circuitos de voltaje de referencia

El circuito de voltaje de referencia se compara con el propuesto en [37], el cual comprende un total de cuatro componentes activos junto con sus contribuciones inherentes de ruido.

Se realiza un análisis de ruido para observar la densidad espectral de ruido de cada circuito de referencia (PSD). La PSD del sistema mostrado en [37] es de  $35nV/Hz^{\frac{1}{2}}$  (Fig 4.7-A) en comparación con el multiplicador de  $V_{be}$

que es de  $833.96pV/Hz^{\frac{1}{2}}$  (Fig 4.7-B). Esta disminución de ruido ayuda al comportamiento del sistema ante el PN.

### 4.2.3. Bloque de Control de Polarización

En el caso del circuito de control de polarización (ver Fig. 4.8), el comparador se emplea con un par diferencial donde  $Q_5$  y  $Q_6$  se encuentran en estado de saturación para que las variaciones que se tengan en voltaje no generen cambios drásticos en la corriente [10]. Este bloque genera pequeñas variaciones de corriente entre  $Q_5$  y  $Q_6$  que cambian la polarización del oscilador. Dichas variaciones crean modificaciones en voltaje en el nodo entre  $R_f$  y el filtro pasa-bajo. Al estar en saturación los transistores, la variación de voltaje en este nodo es pequeña y se minimiza después del filtro. Así, se logra que el sistema establezca un valor fijo de corriente y voltaje. Las entradas principales de este circuito son el voltaje pico de la señal ( $V_p$ ) y el voltaje de referencia. El filtro paso-bajo en esta etapa cumple la misma función que en el sentido de onda; reduce las pequeñas variaciones presentadas en el voltaje de polarización *ringing* para que la señal sea DC en su totalidad.

La señal de control de voltaje tiene un comportamiento subamortiguado mientras se establece en un valor fijo. Este comportamiento es típico en los AGC analógicos, debido a las transiciones rápidas de voltaje y corriente al



hipótesis que un mayor orden del filtro suaviza más la señal de salida ( $V_p$ ). No obstante, entre mayor sea el orden del filtro, mayor será el número de polos que se agregarán al sistema, lo que pero afecta la estabilidad del circuito.

La Figura 4.9 muestra como cambia el voltaje de polarización con el tiempo y compara la respuesta de los diferentes ordenes del filtro.

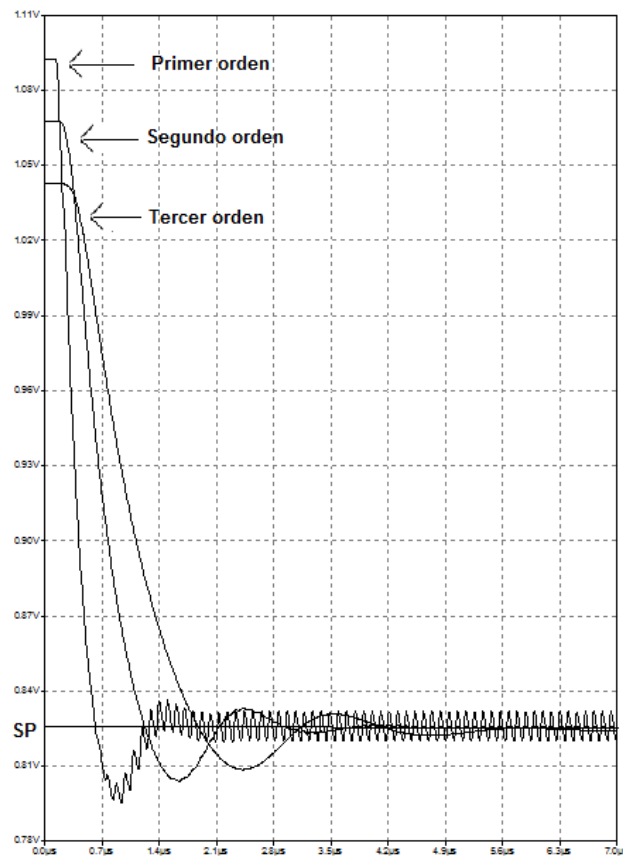


Figura 4.9: Comportamiento del voltaje de polarización a filtros de diferente orden

Se puede observar claramente la transición entre las dos condiciones de oscilación. El AGC fuerza una alta corriente al comienzo de su funcionamiento, aumentando la ganancia lo suficiente para cumplir con el criterio de arran-

que (ganancia de 6dB aproximadamente según experimentación) [37]. Luego sigue el voltaje de referencia, el cual está relacionado con el *set – point* de la onda de salida. La amplitud en la que se establece el sistema depende del voltaje de referencia dado, cumpliendo con el criterio de Barkhausen. A valores muy altos de este voltaje, hace que la corriente por  $Q_5$  disminuya y no haya un arranque para el oscilador. Por otra parte, a valores muy bajos causa un voltaje control pequeño a la salida del filtro. Esto ocasiona que la ganancia del oscilador se reduzca, no permitiendo oscilaciones. Mediante experimentación, se determina que un rango de referencia aceptable para mantener la oscilación es entre 300mV y 500mV.

El sistema de primer orden es más rápido al iniciar y establecerse en un valor. Pese a esto, se percibe un alto rizado cuando se mantiene en el *set-point*. Se observa que a medida que se aumenta el orden el sistema responde más lento. Por lo tanto, teniendo en cuenta que tanto el filtro de segundo y tercer orden eliminan el rizado en su totalidad, se seleccionan LPF de segundo orden debido a que inicia y se establece más rápido.

Con todos los bloques definidos se muestra el esquemático de todo el sistema. Los capacitores  $C_B$  se ubican entre el oscilador y el AGC para aislar en *DC* el sistema y evitar que cargue al circuito tanque impidiendo el aumento en las pérdidas del oscilador, lo que previene que se comprometa su funcionamiento.





Al igual que con el método anterior de control de ganancia, se realiza una simulación del sistema y se calcula la distorsión armónica total del sistema. La Figura 4.11 muestra la forma de onda y la transformada rápida de Fourier de este método.

Desarrollando un análisis transitorio. Se observa que la amplitud inicial cambia hasta establecerse completamente debido a la acción del AGC (Fig.4.11).

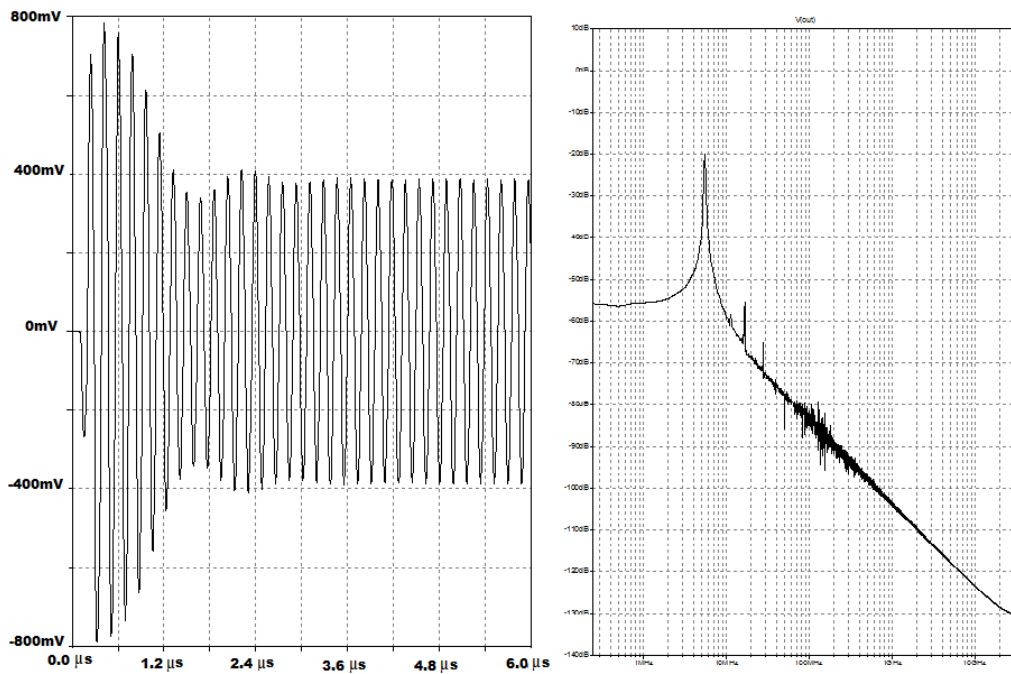


Figura 4.11: Simulación onda de salida del VCO con AGC #2

El sistema muestra una distorsión armónica total 2.91 %, lo que indica una mejora en aproximadamente 4 % a un VCO convencional y en un 2 % al sistema mostrado anteriormente.

Utilizando el modelo de Leeson se estima la curva del ruido de fase del sis-

tema. La Figura 4.12 muestra una comparación del PN de este método de control de ganancia (AGC #2), AGC #1 y un VCO convencional.

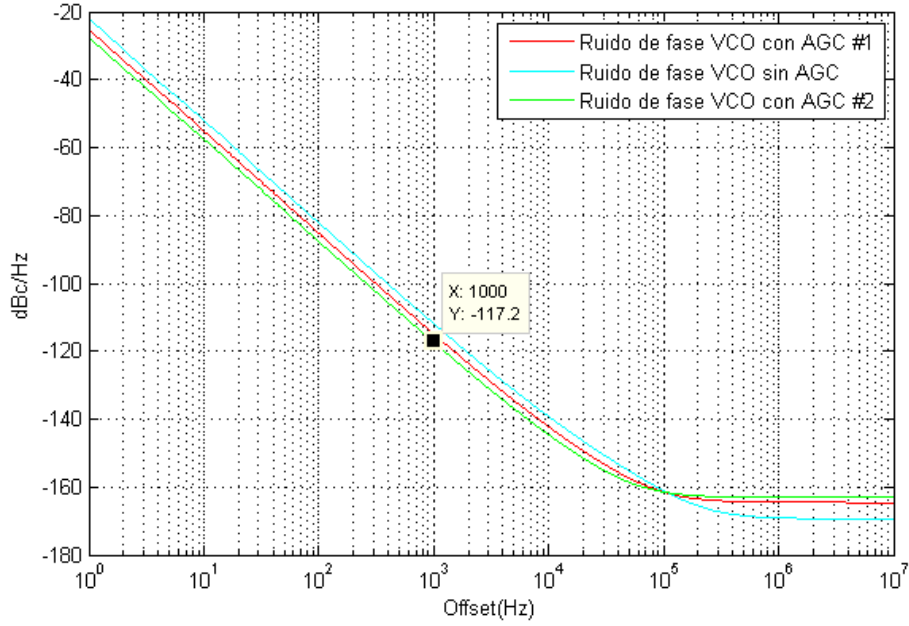


Figura 4.12: Comparación de PN entre VCO con AGC#1, VCO convencional y AGC #2

La Figura 4.12 muestra que este método de control de ganancia mejora en aproximadamente 3dB al método anterior y en 6dB al VCO convencional. Se reporta un valor de  $-117.2 \text{ dBc/Hz}$  a 1kHz de *offset*. Se observa un *trade-off* entre ambos sistemas de AGC, AGC#1 posee un *floor noise* más bajo que AGC#2 debido a que tiene menor cantidad de componentes activos con su contribución inherente de ruido. Sin embargo, la relevancia del PN esta en su valor en la frecuencia de *offset* ya que un valor más bajo indica una pendiente mayor, haciendo que los armónicos adyacentes a la frecuencia fundamental

se atenúen en mayor proporción. Este método evidencia superioridad en términos de THD y de PN al AGC#1, por lo tanto, se muestra como el más apto para ser implementado en hardware.

### 4.3. Estabilidad

Los sistemas realimentados que controlan una variable deben garantizar estabilidad en su lazo de control. Existen varios métodos para poder analizar estabilidad: diagrama de Nyquist, lugar de las raíces o márgenes de ganancia y fase mediante el uso de diagramas de Bode. La estabilidad se garantiza cuando los polos están en el lado izquierdo del eje imaginario. Esto en términos de márgenes de estabilidad es cuando ambos son positivos (ganancia y fase).

Para poder dibujar el diagrama de Bode, es necesario tener la función de transferencia de cada bloque y así analizar la función de transferencia en lazo abierto.

La función de transferencia del oscilador depende directamente del circuito tanque, el factor de calidad y de la corriente de polarización del sistema (Fig. 4.5). Teniendo en cuenta lo mencionado en el Capítulo 2, los osciladores se pueden modelar como un sistema con un par de polos complejos conjugados. Dichos polos están dados por la frecuencia de oscilación del sistema la cual

depende directamente de  $L$  y  $C$ . Por otro lado, la ganancia del par cruzado está dada por  $A = G_m * R$ , como se muestra en [14], y el cero esta dado por el efecto inductivo de  $L$  que actúa a bajas frecuencias [40],

$$H(s) = \frac{As}{LCs^2 + 1} \left( \frac{Q_l}{\omega_0} \right). \quad (4.5)$$

Se asume que el factor de calidad del inductor es dominante en el circuito tanque [14]. Teniendo en cuenta que  $Q_L = 2\pi f_0 L / R_p$  se tiene:

$$H(s) = \frac{G_m L s}{LCs^2 + 1}. \quad (4.6)$$

Para los demás bloques, se asume que los polos de los filtros son dominantes ante los del rectificador y el circuito de control de voltaje, debido a que estos dependen de sus capacitancias parásitas intrínsecas. Por lo tanto, dichos bloques pueden ser tomados únicamente por su ganancia y no por su comportamiento en frecuencia para la función de transferencia. Ambos bloques ( $F(s)$  y  $C(s)$ ) funcionan como par diferencial y su ganancia puede ser vista en [21]. Por lo tanto, se parte de la función de transferencia típica de un filtro pasivo RC (4.7).

$$G(s) = \frac{1}{sRC + 1} \quad (4.7)$$

La ecuación (4.7) muestra la función de transferencia de un LPF pasivo de

primer orden. Se debe tener en cuenta que,

$$C(s) = \frac{A_1}{sRC + 1}, \quad (4.8)$$

$$F(s) = \frac{A_2}{sRC + 1}, \quad (4.9)$$

donde  $A_1$  y  $A_2$  son las ganancias de el circuito rectificador y comparador, respectivamente.

Considerando que se seleccionó anteriormente filtros de segundo orden. Es preciso realizar un análisis de estabilidad para cada uno de los filtros y observar como se afectan los márgenes de fase y ganancia a LPF de diferente orden. Si ambos son positivos se puede decir que el sistema es estable.

Para un filtro de primer orden el diagrama de bode (Fig. 4.13) muestra un margen de ganancia de 31dB y un margen de fase de  $52^\circ$ .

El diagrama de Bode (Fig. 4.14) obtenido con el LPF de segundo orden muestra una degradación de los márgenes de estabilidad. El margen de fase es de  $43^\circ$  aproximadamente y un margen de ganancia de 28dB.

Por último, se realiza el diagrama de Bode para el filtro de tercer orden.

La Figura 4.15 muestra como se matizan los márgenes de estabilidad. El sistema mide un margen de ganancia de 20dB y una margen de fase de  $32^\circ$ .

Con esto se corrobora que el filtro de segundo orden es la mejor opción, ya que disminuye en su totalidad el rizado del voltaje de polarización, se establece

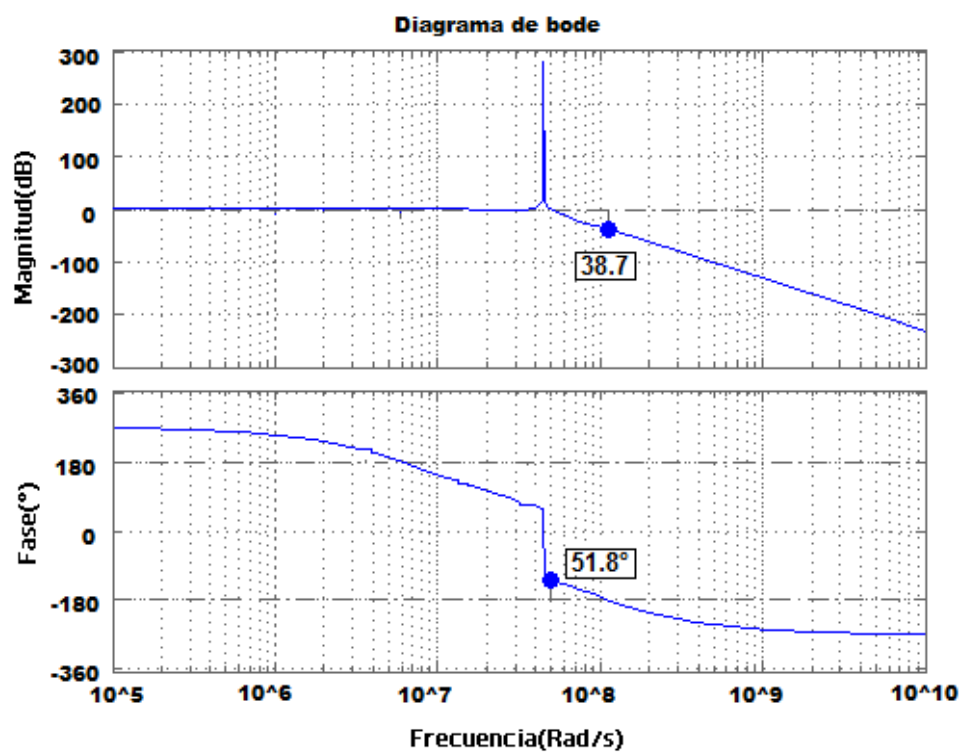


Figura 4.13: Diagrama de Bode del AGC, LPF de primer orden

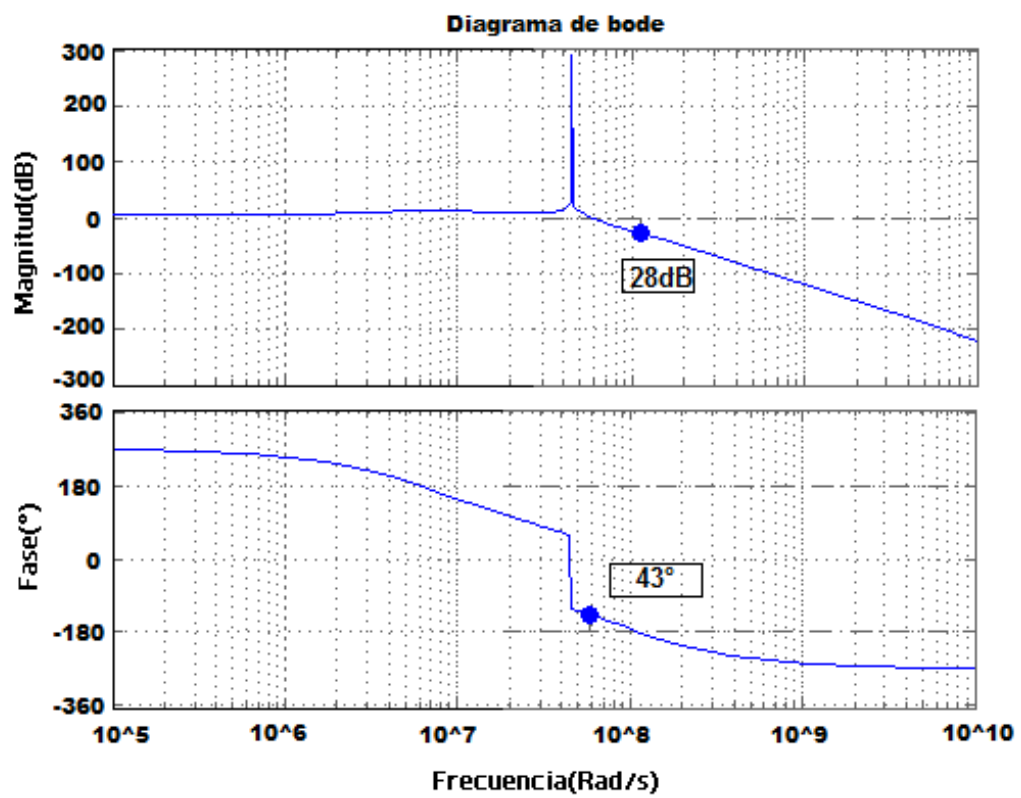


Figura 4.14: Diagrama de Bode del AGC, LPF segundo orden



más rápido y es más estable.

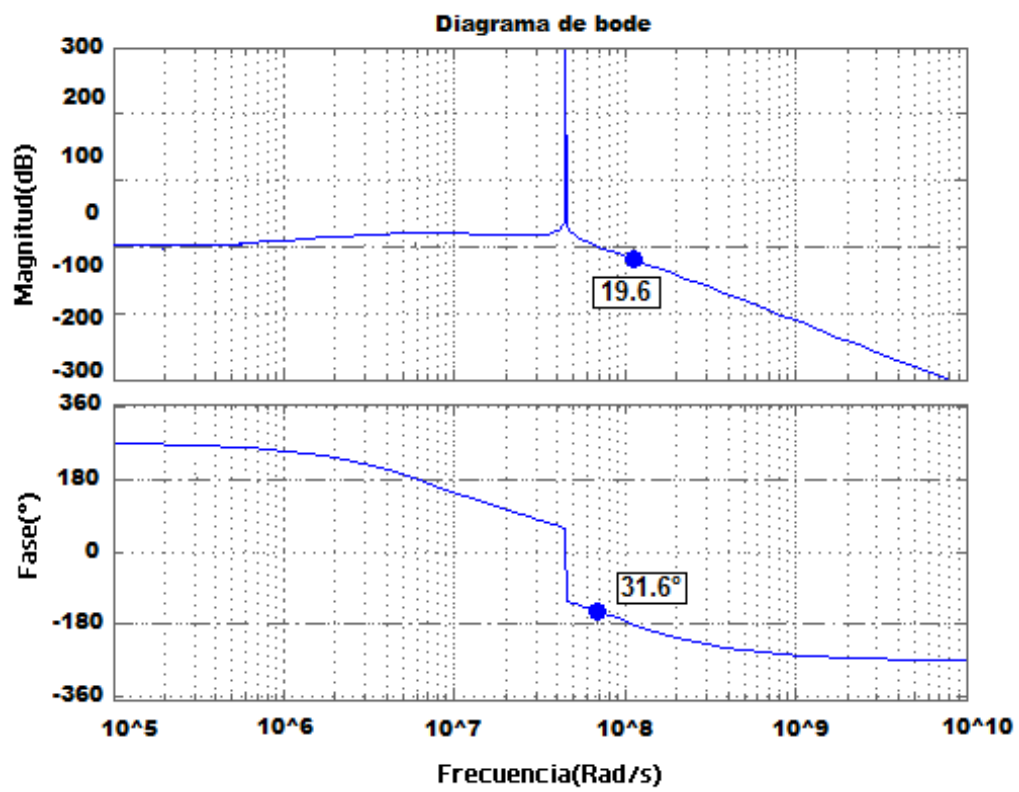


Figura 4.15: Diagrama de Bode del AGC, LPF tercer orden

## Capítulo 5

# Implementación del AGC: Diseño de PCB y Mediciones

Este capítulo muestra las consideraciones necesarias para el diseño de una tarjeta de circuito impreso (PCB) adecuada para el oscilador. Además, se muestran los resultados obtenidos en la implementación del VCO con AGC.

### 5.1. Consideraciones para el Diseño de la PCB

El diseño de una tarjeta debe estar enfocado en garantizar un buen funcionamiento y minimizar las componentes parásitas. Estos componentes son inherentes en una PCB y normalmente no se tienen en cuenta al momento de simular un circuito.

El diseño de la PCB del oscilador sigue un conjunto de pasos [45]

- **Minimizar el número de componentes del núcleo oscilador.**
- **Hacer los nodos importantes accesibles:** En especial puntos de medición y alimentación.
- **Dar espacio entre los componentes:** Para los osciladores es crucial que los componentes estén lo más cerca posible. Esto con el fin de minimizar la reflexión de potencia, y evitar el comportamiento parásito a altas frecuencias de las pistas.
- **Mantener la simetría en los componentes del par:** Se realiza para mantener el balance de los componentes y que las componentes parásitas afecten de igual manera a un circuito tanque que al otro.
- **Seleccionar el ancho de las líneas dependiendo el flujo de corriente:** Las líneas más anchas reducen la resistencia por unidad de área. Por esta razón, se utilizan líneas más gruesas para la alimentación que para la interconexión de los componentes.
- **Evitar ángulos de 90°:** Los ángulos rectos son difíciles de mantener cuando se busca conservar el ancho de la línea. Además, para las señales rápidas como las del oscilador, generan componentes parásitas indeseadas.

- **Utilizar un plano de tierra:** Se utiliza para garantizar que la tierra sea la misma en toda la PCB. Si se utilizan líneas de conexión para la tierra, su resistencia por unidad de área creará caídas de voltaje que formarían diferentes “tierras” en el circuito.

La Figura 5.1 muestra la PCB construida siguiendo las reglas establecidas en esta sección.

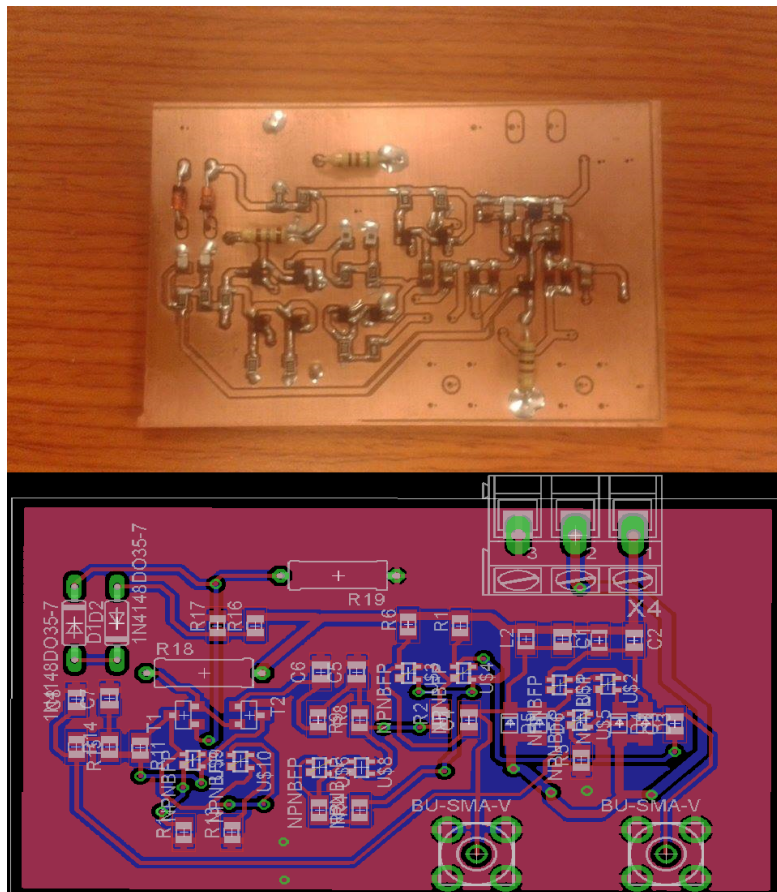


Figura 5.1: PCB y *layout* del sistema

## 5.2. Implementación y mediciones

Inicialmente se realizan pruebas para observar el funcionamiento del oscilador y el rango de sintonización con los métodos propuestos y contrastar con el método convencional.

Pruebas preliminares desarrolladas utilizan un solo varactor por circuito tanque y un esquema de polarización sencilla con fuente única ( $V_{cc}$ ). Bajo estas condiciones, se alcanza a obtener un rango de sintonización de 130,00ppm. Cambiando la polarización al sistema de fuente dual, el sistema exhibe un aumento de su rango de sintonización hasta 224,000ppm, aproximadamente el doble del valor del esquema básico. El uso de un segundo varactor en paralelo muestra un incremento de alrededor de 106,000 ppm del rango de sintonización, dando un rango total de 330,000ppm.

Según se mencionó en la introducción, los radares HF trabajan a diferentes frecuencias en una banda angosta (en especial el CODAR). En [57] reportan las diferentes frecuencias y rango de sintonización que alcanza este tipo de sistemas. En contraste con el método utilizado se comprueba un gran aumento en el rango de sintonización. El sistema aquí presentado mejora en 150,000ppm al de mayor sintonización en la Tabla 5.1. Esto demuestra mayor versatilidad al momento de usar osciladores LC, ya que se sintoniza con más comodidad en la banda de operación requerida y permite un mejor mapeo

de la superficie del mar.

Tabla 5.1: Frecuencias y rangos de sintonización radar CODAR [57]

Frecuencia mínima (MHz)	Frecuencia máxima (MHz)	Rango (ppm)
4.153	4.9	165,000
8.38	8.39	13,000
12.020	13.555	120,039
16.050	16.315	16,375
24.100	26.190	83,117

Se realizan pruebas en hardware del VCO sin ningún tipo de control de ganancia.

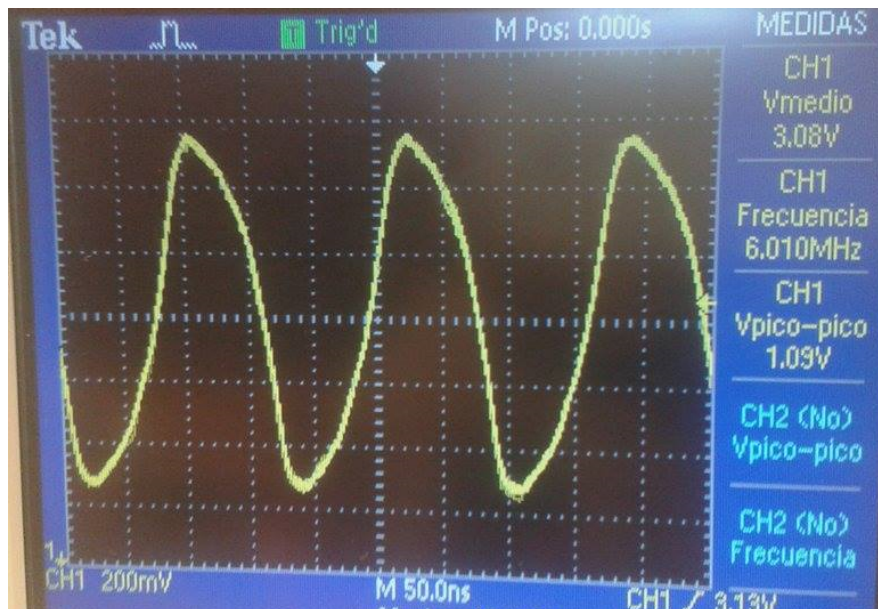


Figura 5.2: Prueba en hardware, onda de salida VCO sin AGC

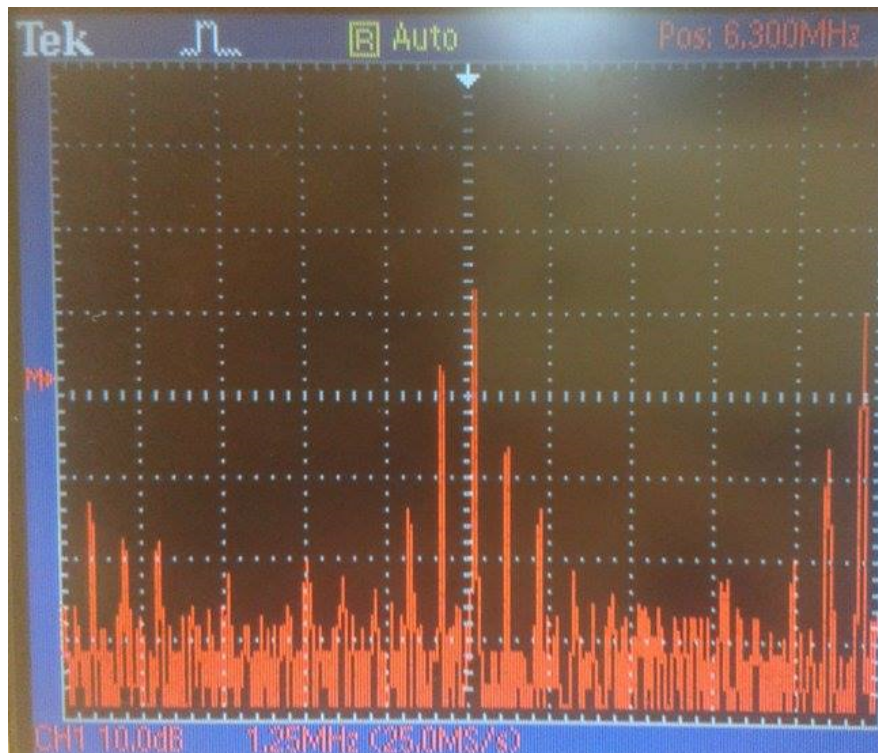


Figura 5.3: Prueba en hardware, FFT onda de salida VCO sin AGC

Se muestra un oscilador funcionando con una onda quasi-senoidal a la frecuencia máxima estimada estimada mediante la simulación (Fig. 5.2) y su comportamiento en frecuencia (Fig. 5.3). La forma de onda se ve afectada por la saturación del sistema que actúa como mecanismo de limitación de ganancia para cumplir con el criterio de Barkhausen. Esto se evidencia en la cantidad de armónicos presentes en la FFT medida.

La prueba en hardware muestra la señal de salida del VCO con AGC donde es observable mayor linealidad de la onda de salida, favoreciendo de igual forma el espectro de la señal como muestra la Figura 5.4. Esto, como se mostró en



el Capítulo anterior, evidencia una mejora en el PN del sistema de 6dB con respecto al VCO convencional.

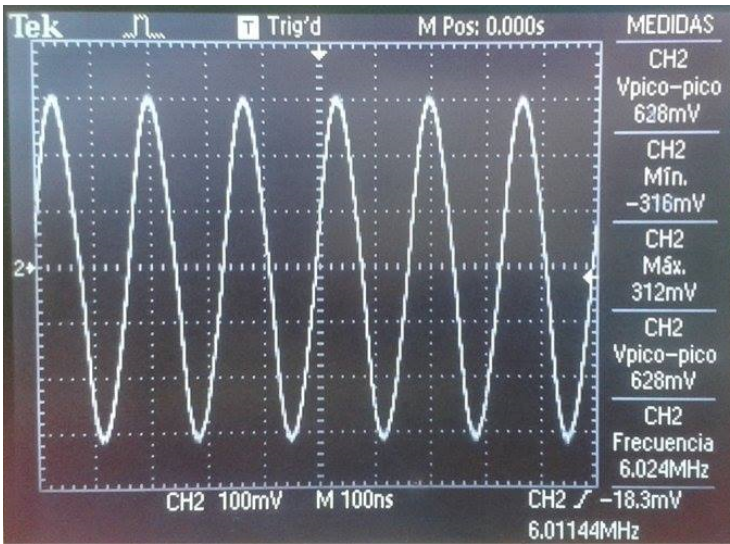


Figura 5.4: Prueba en hardware de la onda de salida VCO con AGC

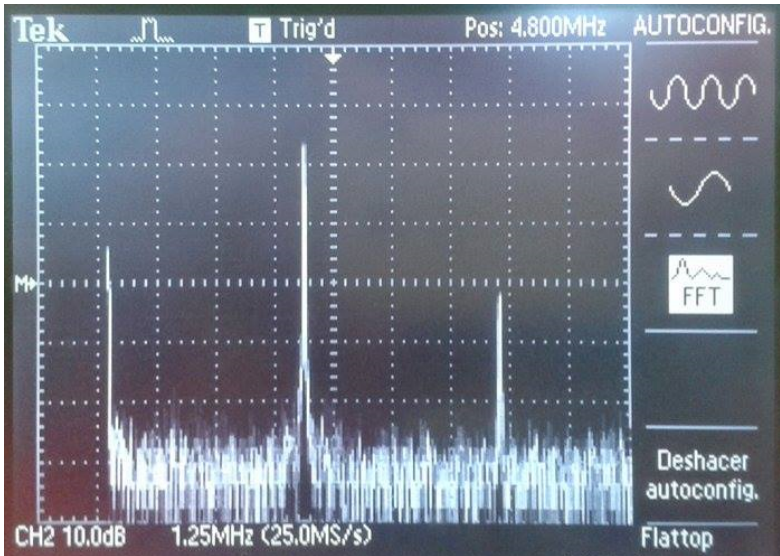


Figura 5.5: Prueba en hardware, FFT onda de salida VCO con AGC

Se muestra en la Tabla 5.2 otros estudios realizados con control automático



de ganancia reportados en la literatura y el rendimiento ante el ruido de fase indicado.

Tabla 5.2: Resultados reportados

Sistema	PN	Frecuencia de oscilación
CMOS LC-VCO con AGC	-75dBc/Hz 10kHz de offset	530MHz
VCO BJT AGC switch	-99dBc/Hz 100kHz de offset	2GHz
VCO con AGC digital	-108,5dBc/Hz 100kHz de offset	2GHz
VCO AGC lazo cerrado	-106dBc/Hz 100kHz de offset	800MHz
AGC digitalmente asistido	-105,8dBc/Hz 1MHz de offset	5GHz
Propuesto	-117dBc/Hz 1kHz de offset	6MHz

Con estos valores se puede alegar el comportamiento aceptable de el sistema aquí presentado, más no se puede comparar directamente con estos debido a la frecuencia de oscilación. Esto muestra la funcionalidad de usar tecnología SMT debido a que permite trabajar en la banda HF, logrando mayor distancia debido a su amplia longitud de onda. Se comprueba que se puede alcanzar una alta pureza espectral con osciladores LC en esta banda HF sin ser necesario el uso de osciladores de cristal como se presenta generalmente en este tipo de radares.

Otra medida importante de rendimiento es la estabilidad en frecuencia. Se parte de mediciones a distintos valores de voltaje de control para tener diferentes referencia de frecuencias. Se selecciona el valor máximo, mínimo y

central de frecuencia. Con esto se puede estimar una la varianza de los datos, que es equivalente a la estabilidad en frecuencia del sistema mediante cambios instantáneos de esta.

Tabla 5.3: Comparación de experimentos

Parámetro	Frecuencia máxima (MHz)	Frecuencia central (MHz)	Frecuencia mínima (MHz)
Valor esperado	6.3	5.5	4.76
Valor medido	6.09	5.25	4.31
Error	3 %	4 %	9 %
Varianza	0.000284243	0.0012322	0,000631214

La Tabla 5.3 muestra que el sistema mantiene una alta estabilidad en frecuencia a lo largo de su rango de sintonización con un error que no supera el 10 % del valor esperado (valor dado por la simulación).

No obstante, Un concepto más especializado para los osciladores es describir la estabilidad en frecuencia en el dominio del tiempo. La caracterización se basa en la varianza de las fluctuaciones de frecuencia. Promediando diferencias consecutivas de pares de muestras sin tiempo muerto entre estas se tiene la varianza de Allan [55].

$$\sigma_y^2(\tau) \approx \frac{1}{2(M-1)} \sum_{k=1}^M (\bar{y}_{k+1} - \bar{y}_k)^2 \quad (5.1)$$

Allan establece que la varianza en un espacio temporal amplio ve a ser muy pequeña y la acción del ruido no es tomada en cuenta. A medida que espacio

temporal sea mayor el sistema convergerá a la varianza clásica.

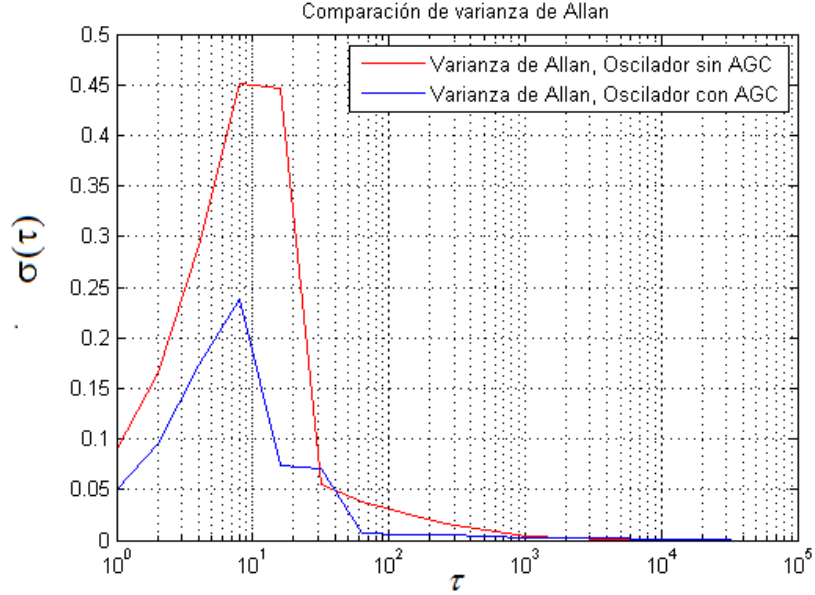


Figura 5.6: Comparación varianza de Allan

Sin embargo, cuando es muy pequeña la ventana de observación se ven mayores fluctuaciones de la señal dadas por el ruido presente del sistema. La figura 5.6 muestra la gráfica de la varianza de Allan tanto para el VCO sin AGC como para el VCO con AGC. Se observa que a valores de  $\tau$  pequeños la varianza crece. El sistema con control de ganancia muestra una mejora en la varianza de aproximadamente el doble del sistema. Lo que indica su mejora en la estabilidad.

Una consecuencia directa del uso del AGC es la disminución de la potencia de salida (alrededor 5mW). Para los radares considerados para este trabajo, el oscilador local debe tener una potencia entre los 20mW a 50mW (por

la sensibilidad de los filtros internos en el radar) [46]; por lo tanto, se debe adecuar una etapa de potencia adicional.

Las etapas de salida poseen una resistencia de salida baja para que la señal de potencia sea entregada a la carga minimizando pérdidas, manteniendo la linealidad del sistema. Sin embargo, las etapas de potencia agregan distorsión armónica a la onda, lo que ocasiona mayor incremento de armónicos en la señal de salida, comprometiendo su pureza espectral [47].

En [48] se muestra un esquemático recomendado para la apropiada conexión de la etapa de potencia. La Figura 5.7 muestra la configuración de los elementos necesarios para conectarla. Los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  son encargados de acoplar tanto la entrada como la salida de la etapa. En el caso de  $C_3$ ,  $C_4$  y  $C_5$  son denominados como *bypass capacitors* y son usados para disminuir el ruido dado por el voltaje de alimentación. Por último, el inductor *choke* obstruye el paso de frecuencia mayores a las de la onda de salida.

Los parámetros más importantes para tener en cuenta el las etapas de salida son:

- Ganancia
- Ancho de banda
- Figura de Ruido
- Polarización

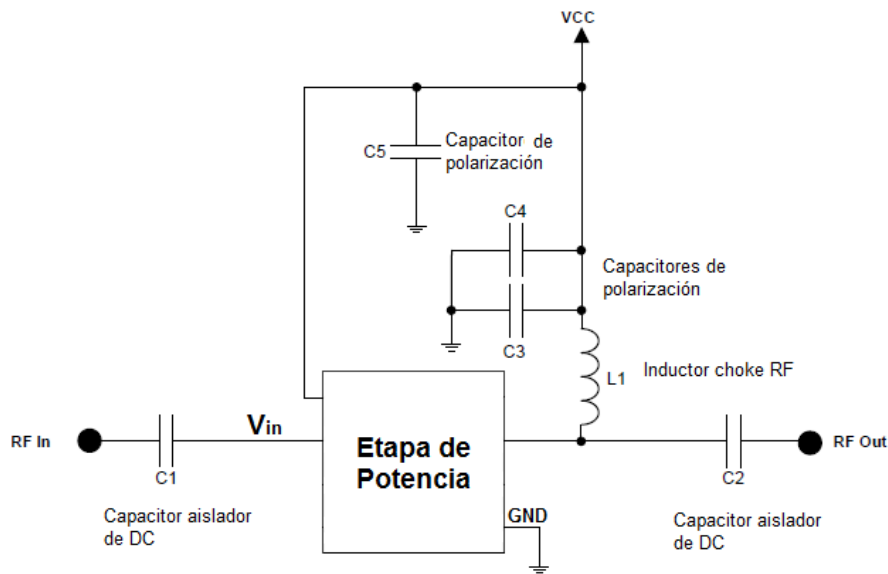


Figura 5.7: Conexión de etapa de potencia [48]

Tabla 5.4: Comparación de etapas de potencia [48][50][51][52]

Etapas de potencia	TRF37B73	TRF37C73	TRF37D73	AG201-63G	TQP369182	ECG001F-G
Ganancia(dB)	15	18	20	11	22.3	22.5
Figura de Ruido	4	3.5	3.2	4.4	3.8	3.4
Frecuencia Min.	1MHz	1MHz	1MHz	1Hz	1Hz	1Hz
Frecuencia Max.	6GHz	6GHz	6GHz	6GHz	6GHz	6GHz
Voltaje (V)	3.3	3.3	3.3	5	5	5
Corriente (mA)	52	55	53	20	45	30

La Tabla 5.4 muestra la comparación entre diferentes etapas de potencia de diferentes fabricantes. Las características eléctricas y de rendimiento de cada una muestra que la más adecuada para el presente trabajo es la *TRF37D73*. Esta etapa cumple el ancho de banda y la ganancia necesaria para que la

potencia de salida este en los parámetros requeridos. Además, presenta menor Figura de Ruido, lo que ayuda a disminuir el efecto del THD (*Total Harmonic Distortion*, por sus siglas en inglés), y su voltaje de alimentación es equivalente al del oscilador[48].

Es necesario realizar un acople de impedancias entre la etapa de potencia y el oscilador. Esto se hace con el fin de evitar *pulling* en el sistema y prevenir de cargas innecesarias al oscilador [49].

# Conclusión y Trabajo Futuro

## 5.3. Conclusión

La construcción y rendimiento de un oscilador LC controlado por voltaje con AGC ha sido presentado. Esta tesis propone la implementación del primer oscilador Colombiano con control automático de ganancia y se convierte en precursor de este campo de la electrónica a nivel nacional. También, es primer oscilador con AGC, según la literatura evaluada, en ser implementado en tecnología de montaje superficial y no en un proceso semiconductor, aprovechando esto se puede trabajar en frecuencias más bajas y mejorar el rendimiento del sistema y lograr más alcance en el Radar. La arquitectura del oscilador de par cruzado utilizada muestra su simplicidad al momento de sintonizarse y su baja distorsión armónica debido a su salida diferencial

y rechazo de modo común. Se proponen dos estrategias de sintonización. La primera se basa en el uso de varactores en paralelo teniendo cuidado de no disminuir inadecuadamente el factor de calidad. En la segunda, se agrega un esquema de fuente dual que permite ampliar el rango de sintonización por 2X aproximadamente teniendo en cuenta el *trade-off* entre pureza espectral y rango de sintonización. Se compara entre dos sistemas de AGC en términos de THD y PN, y se seleccionó el mejor a implementar. Además, se selecciona un esquema para la generación de un voltaje de referencia que disminuye el ruido agregado al AGC. Los márgenes de fase y ganancia fueron estimados mediante un modelo del sistema comprobando su estabilidad y justificando la elección de filtros de segundo orden. Debido a las limitaciones del método de medición, el ruido de fase se estimó utilizando el modelo de Leeson, con un valor de  $-117.2\text{dBc/Hz@ } 1\text{kHz}$ . El sistema muestra una mejora de 6dB en comparación con el mismo VCO sin control de ganancia. Además, el THD del sistema reportó un valor de 2.91 %, dando una mejora de 4 % de este parámetro. Según lo reportado en la literatura evaluada, los LO de los radares HF son usados con osciladores de cristal, justificando su uso por su alto Q. Esta tesis muestra una aproximación a estos sistemas con osciladores LC, demostrando que se puede lograr un alto nivel de pureza y aumentar el rango de sintonización para mayor versatilidad en el mapeo de superficies marítimas. Los requerimientos de potencia son presentados junto con una



tabla comparativa de etapas de salida que se adecúan a éstos. Se presenta los principales criterios de selección para la etapa de potencia más un esquema de acople que disminuye las componentes de ruido que le afectan.

## 5.4. Trabajo Futuro

Las variables de control analógicas son fuentes de ruido para el oscilador que afectan el PN en todo momento. Con la finalidad de avanzar en la búsqueda de mejorar el desempeño ante el ruido de fase, un control que sea puramente digital supondría una reducción de ruido en el oscilador. Los principales problema se enfocan en encontrar un rango amplio de sintonización y buscar una relación lineal entre variable de control y frecuencia de salida.

Otro aspecto a destacar es la cantidad de elementos que aportan ruido al momento de diseñar un AGC. Para lograr una mayor pureza es importante la reducción de los elementos activos presentes. Se podría pensar como línea futura de investigación el diseño de un esquemático que cumpla las mismas funciones del AGC aquí presentado minimizando la cantidad de componentes. El control automático de ganancia analógica mostrado exhibe mejoras notorias en la señal de salida (espectro y forma de onda). Para futuras investigaciones sería pertinente el estudio y la implementación de un AGC digital para observar sus ventajas y desventajas. Esto con el fin de evaluar la posibilidad

de crear un sistema híbrido que reúna las características positivas de ambos.

# Referencias

- [1] W. hadel “Radar Systems on Shortwave”,International Amateur Radio Union, August 2013.
- [2] J.L. Eaves, E.K. Reedy. Van Nostrand Reinhold, “Principles of Modern Radar”, New York, 1987
- [3] MengLing Qin, "10GHz Low-Noise CMOS VCO for Radar Receiver,"Microwave Conference, 2008 China-Japan Joint , vol., no., pp.461,463, 10-12 Sept. 2008.
- [4] Wen Sun; Yin-Yin Song; Ting-Hua Yun; Long-Xin Shi, "Design of A New Automatic Amplitude Control circuit for VCO,"Solid-State and Integrated Circuit Technology, 2006. ICSICT '06. 8th International Conference on , vol., no., pp.1577,1579, 23-26 Oct. 2006.
- [5] Zanchi, A; Samori, C.; Lacaita, AL.; Levantino, S., Ĩmpact of AAC design on phase noise performance of VCOs,Circuits and Systems II:

- Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on , vol.48, no.6, pp.537,547, Jun 2001.
- [6] Hong Phil “Low phase noise Gm-Boosted differential Colpitts CMOS VCOs” doctoral thesis, department of information and communication Engineering, Korea Advanca Institute of Science and Technology.
- [7] Wang Yujie; Fan Xiangning; Li Bin, .<sup>A</sup> Fully Integrated LC VCO with 1V Voltage Supply in 0.18m CMOS Process for Wireless Sensor Network Applications, Computer Science Service System (CSSS), 2012 International Conference on , vol., no., pp.511,514, 11-13 Aug. 2012.
- [8] Xin Tang; Fengyi Huang; Mingchi Shao; Youming Zhang, .<sup>A</sup> wide-band 0.13m CMOS LC-VCO for IMT-Advanced and UWB applications,"Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Wireless Technology and Applications (IMWS), 2012 IEEE MTT-S International , vol., no., pp.1,4, 18-20 Sept. 2012.
- [9] Hyunwon Moon; Kwyro Lee, "Differentially tuned LC-VCO using modified anti-parallel structure,"Solid-State and Integrated Circuits Technology, 2004. Proceedings. 7th International Conference on , vol.2, no., pp.1321,1324 vol.2, 18-21 Oct. 2004.

- [10] Shuai Liu; Xiaosong Wang; Xiaozhe Chen; Xiaohua Fan; Haiying Zhang, .<sup>A</sup> low-power low-noise VCO with nearly constant  $K_{vco}$  for UHF RFID transceivers,<sup>E</sup>lectron Devices and Solid State Circuit (EDSSC), 2012 IEEE International Conference on , vol., no., pp.1,2, 3-5 Dec. 2012.
- [11] To-Po Wang, .<sup>A</sup> K-Band Low-Power Colpitts VCO With Voltage-to-Current Positive-Feedback Network in 0.18 CMOS,"Microwave and Wireless Components Letters, IEEE , vol.21, no.4, pp.218,220, April 2011.
- [12] Hon, M.; Ying Chen; Mouthaan, K., "Design considerations for a 30 GHz differential Colpitts VCO with high  $f_{osc}/f_T$  ratio in 0.35 $\mu$ m SiGe BiCMOS,"Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific , vol., no., pp.1573,1576, 7-10 Dec. 2009.
- [13] MengLing Qin, "10GHz Low-Noise CMOS VCO for Radar Receiver,"Microwave Conference, 2008 China-Japan Joint , vol., no., pp.461,463, 10-12 Sept. 2008.
- [14] B. Razavi, "Design of Analog CMOS Integrated Circuits", New York, USA: McGraw Hill, 2001.
- [15] Song, Jae-Hoon; Nam, Sangwook; Kim, Seong-Kyun; Kim, Byung-Sung, "Q-band VCO and injection-locked buffer for 77-GHz automotive radar system in 0.13- $\mu$ m CMOS,"Synthetic Aperture Radar (APSAR), 2011 3rd

- International Asia-Pacific Conference on , vol., no., pp.1,3, 26-30 Sept. 2011.
- [16] Zhuo Zhang; Jun Li; Yuanfeng Sun; Woogeun Rhee; Zhihua Wang, .<sup>A</sup> digitally reconfigurable auto amplitude calibration method for wide tuning range VCO design,"Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT), 2010 10th IEEE International Conference on , vol., no., pp.542,544, 1-4 Nov. 2010.
- [17] Zanchi, A.; Samori, C.; Levantino, S.; Lacaita, A.L., .<sup>A</sup> 2-V 2.5-GHz-104-dBc/Hz at 100 kHz fully integrated VCO with wide-band low-noise automatic amplitude control loop,"Solid-State Circuits, IEEE Journal of , vol.36, no.4, pp.611,619, Apr 2001.
- [18] Rogers, J.W.M.; Rahn, D.; Plett, C., .<sup>A</sup> study of digital and analog automatic-amplitude control circuitry for voltage-controlled oscillators,"Solid-State Circuits, IEEE Journal of , vol.38, no.2, pp.352,356, Feb 2003.
- [19] M. perrott "Short Course On Phase-Locked Loops and Their Applications", August 2008.
- [20] Berny, Axel Dominique and Meyer, Robert G. and Niknejad, Ali, "Analysis and Design of Wideband LC VCOs", EECS Department, University

of California, Berkeley, may 2006.

- [21] A. S. Sedra y K. C. Smith, Circuitos Microelectrónicos Quinta Edición, México, D.F.: McGRAW - HILL INTERAMERICANA EDITORES S.A. de C.V., 2006.
- [22] A. Hajimiri and T. H. Lee, "A general theory of phase noise in electrical oscillators," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 33, pp. 179-194, Feb. 1998.
- [23] A. Hajimiri, T.H. Lee, "Design Issues in CMOS Differential LC Oscillators," in IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 34, no. 5, pp.717-724, May 1999.
- [24] Hong Phil "Low phase noise Gm-Boosted differential Colpitts CMOS VCOs" doctoral thesis, department of information and communication Engieneering, Korea Advanca Institute of Science and Technology.
- [25] Dong-You1 Jeong, Sang-Hoon Chai', Won-Chul Song', Gyu-Hyeong Cho CMOS Current-Controlled Oscillators Using Multiple-Feedback-Loop Ring Architectures"Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST), Taejon, Korea 'Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI), Taejon, Korea.
- [26] Aditya, S.; Moorthi, S., .^A low jitter wide tuning range phase locked loop with low power consumption in 180nm CMOS techno-

- logy,"Microelectronics and Electronics, 2013 IEEE Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in , vol., no., pp.228,232, 19-21 Dec. 2013
- [27] E. Hegazi, H. Sjolund, and A. Abidi, "A filtering technique to lower LC oscillator phase noise," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 36, no. 12, pp. 1921- 1930, 2001.
- [28] M. Pardo, MEMS-based Phase-Locked-Loop Clock Conditioner, Ph.D Thesis, Georgia Institute of Technology, 2012, 161 pages.
- [29] Razavi, B., "The Cross-Coupled Pair-Part III [A Circuit for All Seasons],"Solid-State Circuits Magazine, IEEE , vol.7, no.1, pp.10,13, winter 2015.
- [30] Szchau Lai; Kuylenstierna, D.; Angelov, I.; Eriksson, K.; Vassilev, V.; Kozhuharov, R.; Zirath, H., <sup>A</sup> varactor model including avalanche noise source for VCOs phase noise simulation,"Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European , vol., no., pp.591,594, 10-13 Oct. 2011
- [31] D. Mijuskovic, "Current-controlled oscillator with linear output frequency:' US. Patent, No. 5,206,609, Apr. 27, 1993.
- [32] C. Wang, M.O. Ahmad and M. N. S. Swamy, <sup>A</sup> CMOS current-controlled oscillator and its applications,in Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03.



Proceedings of the 2003 International Symposium on, 2003, pp. I-793-I-796 vol.1

- [33] J. Kim, J. Shin, S. Kim, et al., "A wide-band CMOS LC VCO with linerized coarse tuning characteristics," in IEEE Trans Circuits Syst, (2008), pp.399-403.
- [34] Coilcraft Inc., Chip Inductors- 0805LS Series (2012). [Online]. Disponible en: <http://www.coilcraft.com/0805ls.cfm>
- [35] J. Millman, A. Grabel, Microelectronics, 2nd Edition, Tata McGRAW Hill, New Delhi, 1999
- [36] M. P. J. Tiggelman et al. "On the Trade-Off Between Quality Factor and Tuning Ratio in Tunable High-Frequency Capacitors" IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL. 56, NO. 9, SEPTEMBER 2009
- [37] Margarit, M.A.; Tham, J.L.; Meyer, R.G.; Deen, M.J., "A low-noise, low-power VCO with automatic amplitude control for wireless applications," IEEE Journal of Solid-State Circuits, , vol.34, no.6, pp.761,771, Jun 1999.
- [38] Kleinpenning, "Location of Low-Frequency Noise Source in Submicron Bipolar Transistors", IEEE on ED vol. 39 no.6 1992

- [39] Vandamme, Xiaosong Li, and D. Rigaud, “1/f noise in MOS Devices, Mobility or Number Fluctuation?”, IEEE on ED vol. 41, no. 11, 1994
- [40] E. Rubiola, The Leeson effect, 2008, en línea: <http://arxiv.org/pdf/physics/0502143.pdf>.
- [41] G. Kay “Phase Noise Measurements and techniques” Agilent technologies, en línea: [http://www.keysight.com/upload/cmc\\_upload/All/PhaseNoise\\_webcast\\_19Jul12.pdf](http://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/PhaseNoise_webcast_19Jul12.pdf)
- [42] D.B. Leeson, “Simple model of feedback oscillator noise spectrum,” Proc. IEEE, p. 329, Feb. 1966.
- [43] Xianhe Huang; Feng Tan; Wei Wei; Wei Fu, .<sup>A</sup> Revisit To Phase Noise Model Of Leeson, IEEE International Frequency Control Symposium, 2007 Joint with the 21st European Frequency and Time Forum., pp.238,241, May 29 2007-June 1 2007
- [44] J. Nallatamby, et al, “Phase Noise in Oscillators—Leeson Formula Revisited” IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 51, NO. 4, APRIL 2003
- [45] Tips on how to properly design/layout a Printed Circuit Board (PCB), en línea: <http://www.onmyphd.com/?p=pcb.design>

- [46] C. Wolff "Radar Basics" November 2008, en línea:  
<http://www.radartutorial.eu/09.receivers/rx05.en.html>
  
- [47] D. Neamen, "Microelectronics, circuito anaysis and design"fourth edition, McGRAW - HILL 2010.
  
- [48] Página web del fabricante, hoja de datos. Disponible en:  
[www.ti.com/lit/ds/symlink/trf37a73.pdf](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/trf37a73.pdf)
  
- [49] J. Stiles "Pushing and Pulling" University of Kansas, Department of EEC, 2005.
  
- [50] Página web del fabricante, hoja de datos. Disponible en:  
<http://www.triquint.com/products/p/AG201-63G>
  
- [51] Página web del fabricante, hoja de datos. Disponible en:  
<http://www.triquint.com/products/p/TQP369182>
  
- [52] Página web del fabricante, hoja de datos. Disponible en:  
<http://www.triquint.com/products/p/ECG001F-G>
  
- [53] F. Trejo, A. Díaz, "Oscilador controlado por corriente en bajo voltaje para aplicaciones en radiofrecuencia", Iberchip 2004
  
- [54] M. Zhang, et al, "Synchronization of Micromechanical Oscillators Using Light"PRL 109, 2012.

- [55] M.C. Fischer, "frequency Domain Stability Measurement Procedures." Eighth Manual Precise Time and Time Interval applications and Planning Meeting, Dec 1976.
- [56] Total Harmonic Distortion and Effects in Electrical Power Systems - Associated Power Technologies
- [57] P. Ibelings "Passive radar observations using CODAR and WERA signals" Disponible en: [http://www.n4ip.com/N4IP\\_Labs/CODAR-WERA.html](http://www.n4ip.com/N4IP_Labs/CODAR-WERA.html)